

## 九州工業大学学術機関リポジトリ



Title	車両のロバスタクティブサスペンション制御に関する研究
Author(s)	奥村, 克博
Issue Date	2013-07
URL	<a href="http://hdl.handle.net/10228/5281">http://hdl.handle.net/10228/5281</a>
Rights	

# 車両のロバストアクティブサスペンション制御 に関する研究

Research on Robust Active Suspension Control of Vehicles

九州工業大学大学院工学府  
機械知能工学専攻 博士後期課程

奥村 克博

平成 25 年 7 月

# 目次

<b>1．緒論</b>	<b>1</b>
1.1 本研究の背景 .....	1
1.2 従来の研究と本研究の特色 .....	2
1.3 本論文の構成 .....	3
<b>2．制御対象の運動方程式</b>	<b>6</b>
2.1 車両モデル .....	6
2.2 乗り心地と車体加速度 .....	6
2.3 乗り心地制御に適した状態空間表現 .....	7
<b>3．利用可能信号とロバスト状態推定器の設計</b>	<b>10</b>
3.1 アクティブサスペンション制御に必要な信号 .....	10
3.2 計測値から直接利用できる信号 .....	10
3.3 ロバスト状態推定器の設計 .....	11
3.4 推定器の検証 .....	15
<b>4．ロバストアクティブサスペンション制御</b>	<b>18</b>
4.1 最大ゲイン線図 .....	18
4.2 複合理想車両モデルの設計とその性能 .....	20
4.3 路面外乱加速度の推定値を用いた場合の複合理想車両モデルの性能 .....	31
4.4 アクティブサスペンションコントローラ .....	33
4.4.1 軌道追従誤差システムの導出 .....	33
4.4.2 コントローラの開発 .....	35

4.4.3	ロバスト追従コントローラの安定性と制御性能	38
4.5	数値シミュレーションを用いた制御性能の検証	42
4.6	システムパラメータ変動に対するロバスト性能の検証	52
<b>5</b>	<b>計測ノイズの制御性能への影響</b>	<b>60</b>
5.1	計測ノイズを含む計測信号	60
5.2	計測ノイズが存在する場合の推定器の性能解析	61
5.2.1	状態推定器の構成	61
5.2.2	推定誤差性能	62
5.3	計測ノイズの複合理想車両モデルへの影響	65
5.4	計測ノイズが存在する場合のアクティブサスペンション制御システム の制御性能	70
5.5	数値シミュレーションを用いた制御性能の検証	75
5.5.1	計測ノイズが車両の乗り心地へ与える影響（周波数応答）	75
5.5.2	計測ノイズが車両の乗り心地へ与える影響（時間応答）	79
<b>6</b>	<b>結論</b>	<b>84</b>
6.1	結論	84
6.2	今後の課題	85
	謝辞	86
	参考文献	87

# 第1章 緒論

## 1.1 本研究の背景

1908年にフォード・T型の量産が始まってから100年以上が経過し、現在では年8,000万台もの自動車が全世界で生産されている。すべての車に備え付けられている懸架装置（サスペンション）は、原動機や動力伝達装置、操舵装置などの自動車を構成する重要な装置の一つで、路面の凸凹が車体に与える影響を軽減することで乗り心地を改善させ、また、車輪の路面への接地性を向上させ操縦安定性を改善させる装置である。スプリング、ダンパ、アーム類などから構成されており、量産車の全てに装着され、車種や車両特性に合わせた様々な形式のサスペンションが開発されてきている<sup>[1]</sup>。

通常、サスペンションの特性やダンパの減衰特性は開発時に決定されており、走行中に特性を変更することは出来ない。しかし、実際に自動車が走行する路面は舗装状況や天候によって千差万別であり、開発時に決定されるスプリングやダンパの特性は、必ずしも現実の走行状況の全てに対し最適とは限らない。そのため、実際の路面状況に合わせて乗り心地性能や操縦安定性を高めることが可能な制御技術を付加したアクティブサスペンションの開発が進められてきた<sup>[2-18]</sup>。

アクティブサスペンションには、ダンパの減衰特性を走行中に自由に変更可能なセミアクティブサスペンション<sup>[1]</sup>や、懸架装置自体が力を発生させることにより路面に対する車体の位置を自由に設定することが可能なフルアクティブサスペンション<sup>[1]</sup>が存在する。セミアクティブサスペンションは、振動抑制に対して動力源を用いずに、ダンパの減衰特性などを積極的に操作することでサスペンションの特性を時々刻々と変化させ振動を抑制するシステムである。減衰特性の操作方法は、電動モータを用いてダンパ内部の作動油の流路を変化させる方法<sup>[1]</sup>や、作動油に電気粘性流体

( ER 流体 : Electrorheological fluid )<sup>[19],[20]</sup> や磁性流体 ( MR 流体 : Magnetorheological fluid )<sup>[21],[22]</sup> を用いる方法などが存在し、減衰特性を変化させることが可能なシステムが提案・実用化されている。システムの構造が比較的シンプルなため、搭載性やコスト、省エネルギー性に優れるといった特徴を持つ。しかし、振動に対して受動的なシステムであるため、振動を減衰させることは可能であるが完全に消し去ることはできない。フルアクティブサスペンションは、センサにより検出された車体の振動に対し、油圧や空気圧、電動機などの動力源を用いることで振動を抑制する力を発生させ、効果的に振動を抑制するシステムである。1980 年代前半に車高を一定に保つことによる空気力学的効果を狙って F1 車両で実用化され、1989 年に量産市販車に採用された。

本研究では、制御性能の高いフルアクティブサスペンションを用い、ただ単に車体の振動を抑制し乗り心地を改善させるだけでなく、乗り心地が最良となる車体上の位置を簡単に変更可能な制御手法の開発を行った。また、実用化を想定し、センサによる計測信号に含まれる計測ノイズの影響が小さい制御システムの開発を行った。

次節において、フルアクティブサスペンションを用いた制御手法に関する従来の研究、および本研究の特色について述べる。

## 1.2 従来の研究と本研究の特色

近年、車両における乗り心地性能や操縦性能の改善を目的に、多種多様のアクティブサスペンション制御手法が提案された<sup>[2]–[18]</sup>。車体のどの位置においても良い乗り心地性能を実現するためには、車体の上下加速度とピッチング角加速度の両方を零に抑え込む必要がある。しかし、この場合、サスペンション変位が許容範囲を越えたり、車両の操縦性が悪化するなどの深刻な問題が発生する。このため、従来手法<sup>[2]–[18]</sup>では、サスペンション変位を許容範囲にとどめ、かつ、車両の操縦特性を悪化させない範囲で乗り心地改善制御法が開発されてきた。この従来法を用いた車両では、車体上のただ 1 箇所でしか乗り心地を最良とすることができない。乗り心地が最良となる場所を移動させる場合、その都度コントローラを試行錯誤的に再設計する必要があり、膨大な時間が必要となっていた。

この問題を解決するため、新しいアクティブサスペンション制御手法が提案された<sup>[23]–[27]</sup>。これらの手法を用いた車両には次の特徴がある。1) 指定した場所の乗り心地が最良となる。2) コントローラを再設計することなく1つの設計パラメータを設定するだけで、乗り心地が最良となる場所を簡単に移動可能である。しかし、文献<sup>[23]–[27]</sup>において提案されたアクティブサスペンション制御手法では、車両の全ての状態が計測できることを前提としていた。しかし、路面の表面は平らではなく、レーザ測距センサのような非接触式センサを使用したとしても車両の移動中に車体と路面との間の距離を高精度に計測することは難しい。このため、制御に必要な全ての状態を得ることが難しく、開発したアクティブサスペンション制御手法の実際の車両への適用が難しいという問題があった。加えて、制御系全体の安定性が理論的に示されていないという問題もあった。

本論文では、上述の問題を解決するため、まず、路面外乱加速度を推定するためのロバスト推定器を提案する。次に、従来のアクティブサスペンションコントローラ<sup>[28]–[34]</sup>（以下簡単に従来法と呼ぶ）において必要であった車体から路面までの距離の変化速度とタイヤ撓み速度を必要としないコントローラを開発する。このことにより、推定すべき状態が路面外乱加速度のみとなっている。さらに、従来法において安定性が仮定されている多項式行列の行列式に関し、車両パラメータが変動したとしても、常に安定多項式となることを理論的に証明する。このことにより、アクティブサスペンションシステム全体のロバスト安定性を理論的に示すことができる。一般に、計測値には計測器の計測精度に起因する計測ノイズが含まれている。この影響により、制御システムの性能が極度に劣化することがある<sup>[35]</sup>。このため、計測ノイズのアクティブサスペンション制御性能への影響を検討する必要がある。このことを考慮に入れ、最後に、計測値に計測器の計測精度に起因する計測ノイズが含まれている場合において、アクティブサスペンション制御システムの制御性能を理論と数値シミュレーションを用いて解析した結果を示す。

### 1.3 本論文の構成

前節で述べたように、本論文では、車両の乗り心地性能を改善するためのロバストアクティブサスペンション制御手法を提案する。本論文は6章より構成され、第一章は緒論であり、本文は第二

章から始まる．

第二章では，本論文で用いる車両モデルや運動方程式，乗り心地制御に適した状態空間表現を示すと共に，本研究で着目する振動周波数について述べる．

第三章では，まず，制御に必要な信号を示し，センサによる直接計測が可能な信号，計測値を用いることで直接利用可能となる信号について述べる．また，直接計測が困難な路面外乱の加速度信号に対する推定手法を示す．次に，提案する状態推定器の安定性を理論的に検証し，設計パラメータの適切な設定により推定性能が向上することを理論的に示し，数値シミュレーションを用いた検証も行う．

第四章では，実車両に対し，理想的な挙動を生成する複合理想車両モデルの設計手法を示す．複合理想車両モデルは，二つの理想車両モデルを線形結合させることにより構成しており，一つの設計パラメータを変更するだけで乗り心地が最適となる場所を簡単に移動できるという特徴を持つ．次に，複合理想車両モデルに実車両を追従させるための追従コントローラの提案，ならびに安定解析を行う．数値シミュレーションを用いた制御性能の検証，未知パラメータに対するロバスト性の検証も行う．

第五章では，センサによる計測信号に含まれる計測ノイズが状態推定器や複合理想車両モデル，制御システムに与える影響を理論的に検討し，数値シミュレーションによる検証を行う．制御に必要な信号には加速度センサや力センサを用いて計測している信号がある．一般に，センサの計測信号には計測ノイズとしてのホワイトノイズが含まれるため，高ゲインフィードバックによる計測ノイズの影響の増大が懸念される．そのため，計測ノイズが状態推定器へ与える影響，車両の制御性能へ与える影響を検討する．

最後に第六章で結論を述べる．



## 主な記号

$C$	車体中心
$CG$	重心
$P$	注目点
$z_{cg}$	重心 $CG$ における垂直方向変位
$\theta$	車体のピッチング角
$z_f, z_r$	前後輪軸上の垂直変位
$z_{uf}, z_{ur}$	前後輪のバネ下質量の垂直変位
$w_f, w_r$	前後輪路面外乱の変位
$v$	進行方向速度
$m$	車両重量
$i_c$	慣性モーメント
$a$	車体の半分の長さ
$h$	車体中心 $C$ から重心 $CG$ までの距離
$l$	車体中心 $C$ から注目点 $P$ までの距離
$m_{uf}, m_{ur}$	前後輪バネ下質量
$k_f, k_r$	前後輪サスペンション剛性
$c_f, c_r$	前後輪ダンパ係数
$k_{uf}, k_{ur}$	前後輪タイヤ剛性
$u_f, u_r$	前後輪制御入力
$\bullet$	$\bullet$ のノミナル値
$\mathcal{L}$	ラプラス変換
$\mathcal{L}^{-1}$	ラプラス逆変換
$s$	ラプラス演算子
$\lambda_{\max}[\bullet]$	行列 $\bullet$ の最大固有値
$\lambda_{\min}[\bullet]$	行列 $\bullet$ の最小固有値
$\ \bullet\ $	行列 $\bullet$ のノルム
$I_n$	$n \times n$ 単位行列
$O_n$	$n \times n$ 零行列

## 第2章 制御対象の運動方程式

### 2.1 車両モデル

本論文では図 2-1 に示す二輪車両モデルを考える．ピッチング角  $\theta(t)$  が微小であるものと仮定すれば，車両の運動方程式は次式で与えられる．

$$\left. \begin{aligned} m\ddot{z}_{cg}(t) &= -c_f(\dot{z}_f(t) - \dot{z}_{uf}(t)) - c_r(\dot{z}_r(t) - \dot{z}_{ur}(t)) \\ &\quad - k_f(z_f(t) - z_{uf}(t)) - k_r(z_r(t) - z_{ur}(t)) + u_f + u_r \\ i_c\ddot{\theta}(t) &= (a - h)(-c_f(\dot{z}_f(t) - \dot{z}_{uf}(t)) - k_f(z_f(t) - z_{uf}(t)) + u_f) \\ &\quad - (a + h)(-c_r(\dot{z}_r(t) - \dot{z}_{ur}(t)) - k_r(z_r(t) - z_{ur}(t)) + u_r) \end{aligned} \right\} \quad (2.1.1)$$

$$\left. \begin{aligned} m_{uf}\ddot{z}_{uf}(t) &= c_f(\dot{z}_f(t) - \dot{z}_{uf}(t)) + k_f(z_f(t) - z_{uf}(t)) - u_f - k_{uf}(z_{uf}(t) - w_f(t)) \\ m_{ur}\ddot{z}_{ur}(t) &= c_r(\dot{z}_r(t) - \dot{z}_{ur}(t)) + k_r(z_r(t) - z_{ur}(t)) - u_r - k_{ur}(z_{ur}(t) - w_r(t)) \end{aligned} \right\} \quad (2.1.2)$$

また，車両の各パラメータのノミナル値を表 1 に示す．

### 2.2 乗り心地と車体加速度

乗り心地と車体加速度の振動周波数には密接な関係がある．現在までに，この振動周波数と人間の振動特性に関する研究が行われてきた<sup>[36]–[38]</sup>．これらの研究の結果，操縦者が操縦席に着座している場合，4～5[Hz] 付近に腹部の共振点があり，6[Hz] 付近に胸部の共振点があることが分かっている．共振周波数に近い周波数の車体加速度振動が存在する場合，操縦者は強い不快感を感じることになる．もし，共振周波数に近い車体加速度振動の振幅を小さく抑えることができれば，乗り心地性能を向上できるものとする．そこで，本研究では，車体加速度振動の 1～6[Hz] の振動周波数に着目し，車体振動の抑制制御を考察する．



$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_s(t) &= H\mathbf{x}_z(t) - \mathbf{x}_u(t) \\ \mathbf{w}(t) &= [w_f(t), w_r(t)]^T \\ \mathbf{u}(t) &= [u_f(t), u_r(t)]^T \\ M &= (T_h^T)^{-1} \text{diag}[m, i_c] T_h^{-1} \\ M_u &= \text{diag}[m_{uf}, m_{ur}], K = \text{diag}[k_f, k_r] \\ C &= \text{diag}[c_f, c_r], K_u = M_u^{-1} \text{diag}[k_{uf}, k_{ur}] \\ T_h &= I_2 - Dh, \quad H = \begin{bmatrix} 1 & a \\ 1 & -a \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (2.3.2)$$

乗り心地を制御するため、アクティブサスペンションシステムの状態に車体の加速度  $\mathbf{d}(t) = [\ddot{z}_c, \ddot{\theta}]^T$  を陽に取り込んだ新しい状態  $\mathbf{x}(t) = [\mathbf{x}_z^T(t), \mathbf{x}_u^T(t), \dot{\mathbf{x}}_z^T(t), \dot{\mathbf{x}}_u^T(t), \mathbf{d}^T(t)]^T$  を考える。上式の関係より、アクティブサスペンションシステムの状態方程式は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= A\mathbf{x}(t) + B\mathbf{u}_x(t) - D_w\ddot{\mathbf{w}}(t) \\ A &= \Gamma + BF \\ \mathbf{u}_x(t) &= \dot{\mathbf{u}}(t) + \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{x}(t) &= [\mathbf{x}_z^T(t), \mathbf{x}_u^T(t), \dot{\mathbf{x}}_z^T(t), \dot{\mathbf{x}}_u^T(t), \mathbf{d}^T(t)]^T \\ D_w &= [O_2, O_2, (H^{-1})^T, I_2, O_2]^T \\ B &= [O_2, O_2, O_2, O_2, HM^{-1}]^T \end{aligned} \right\} \quad (2.3.3)$$

$$\left. \begin{aligned} \Gamma &= \begin{bmatrix} O_2 & O_2 & I_2 & O_2 & O_2 \\ O_2 & O_2 & O_2 & I_2 & O_2 \\ O_2 & O_2 & O_2 & O_2 & I_2 \\ O_2 & -K_u & O_2 & O_2 & -D_M \\ O_2 & O_2 & O_2 & O_2 & O_2 \end{bmatrix} \\ F &= [-KH, -CK_u + K, -(C + K)H, C + K, F_5] \\ F_5 &= -C(H + M_u^{-1}(H^T)^{-1}M) - (H^T)^{-1}M \\ D_M &= M_u^{-1}(H^T)^{-1}M \end{aligned} \right\} \quad (2.3.4)$$

本論文での設計目的は、車体のピッチング加速度をパッシブ車両に比べ小さく抑え込んだ状態で、車体上の指定される場所  $l = l_p$  における上下加速度を簡単に最小にできるロバストアクティブサスペンションコントローラを開発することである。この目的を達成するため、車両に関し以下の仮定を設ける。

A1 上下加速度  $\ddot{z}_f(t), \ddot{z}_r(t), \ddot{z}_{uf}(t)$  ならびに、 $\ddot{z}_{ur}(t)$  を計測している。

A2 車体に加わる力  $f_f(t), f_r(t)$  を計測している。

A3 サスペンション変位  $x_{sf}(t), x_{sr}(t)$  を計測している .

A4 ホイールベースの半分の長さ  $a$  , 前後輪タイヤ剛性  $k_{uf}, k_{ur}$  とバネ下質量  $m_{uf}, m_{ur}$  以外の  
車両パラメータの値は未知である .

A5 制御開始時の状態は ,  $x(0) = 0$  である .

A6 路面外乱の 3 階微分  $(w(t)^{(i)}, i = 0, \dots, 3)$  までは有界である .

ここで , 設定した仮定について説明する . 制御に必要な全ての信号を計測できれば理想的だが , 高精度の計測が難しい信号も存在する . 本研究では , 仮定 A1 ~ A3 に示したように , 比較的簡単に計測が可能な車体上下加速度 , サスペンション変位 , タイヤ上下加速度の計測を仮定している . 車両のバネ下質量の変化が非常に少ないこと , ならびにタイヤ空気圧が一定になるよう整備されているものと仮定すれば , 仮定 A4 が成り立つ . 仮定 A5 では , 制御開始時 , 車両は平坦な路面を走行していることを仮定している .

## 第3章 利用可能信号とロバスト状態推定器の設計

### 3.1 アクティブサスペンション制御に必要な信号

図 3-1-1 に従来法<sup>[23]–[27]</sup>におけるサスペンション制御システムのブロック線図を示す．車両には路面外乱  $\ddot{w}(t)$  が印加されている．複合理想車両モデル (Combined Ideal Model) は，実際の路面外乱が印加されたときに，指定した車体上の位置において理想的な乗り心地が実現できる理想車両モデルである．従来法では，車両の状態  $x(t)$  と複合理想車両モデルの状態  $x_m(t)$  との状態誤差  $\tilde{x}(t) = x(t) - x_m(t)$  を小さく抑え込むことにより制御目的を達成している．

このサスペンション制御システムでは，制御目的を達成するため，路面外乱加速度  $\ddot{w}(t)$  と状態変数  $x_z(t), \dot{x}_z(t), x_u(t), \dot{x}_u(t), d(t)$  が必要となる．

### 3.2 計測値から直接利用できる信号

従来法では，状態変数  $x_z(t), \dot{x}_z(t), x_u(t), \dot{x}_u(t), d(t)$  と路面外乱加速度  $\ddot{w}(t)$  の計測が必要であった．本論文では仮定 A1～3 より  $x_s(t) = [x_{sf}(t), x_{sr}(t)]$ ， $f(t) = [f_f(t), f_r(t)]$ ， $\ddot{z}(t) = [\ddot{z}_f(t), \ddot{z}_r(t)]$ ， $\ddot{z}_u(t) = [\ddot{z}_{uf}(t), \ddot{z}_{ur}(t)]$  が計測可能である．ここでは，まず，これらの計測信号  $x_s(t)$ ， $f(t)$ ， $\ddot{z}(t)$ ， $\ddot{z}_u(t)$  を用いることにより直接利用可能になる信号を示す．

車体の上下加速度計測信号  $\ddot{z}(t)$  を用いることにより，車体中心における加速度信号  $d(t)(= H^{-1}\ddot{z}(t))$  を生成することができる．車体の上下加速度計測信号  $\ddot{z}(t)$  とバネ下質量上下加速度計測信号  $\ddot{z}_u(t)$  より，サスペンション加速度信号  $\ddot{x}_s(t)$  が利用できる．サスペンション加速度信号  $\ddot{x}_s(t)$  と車体の上下加速度計測信号  $\ddot{z}(t)$  が利用可能であること，ならびに，仮定 A4 よりタイヤ撓み  $x_u(t)$

$$x_u(t) = K_u^{-1} \left( \ddot{x}_s(t) - (H + M_u^{-1}(H^T)^{-1}M)d(t) \right) \quad (3.2.1)$$

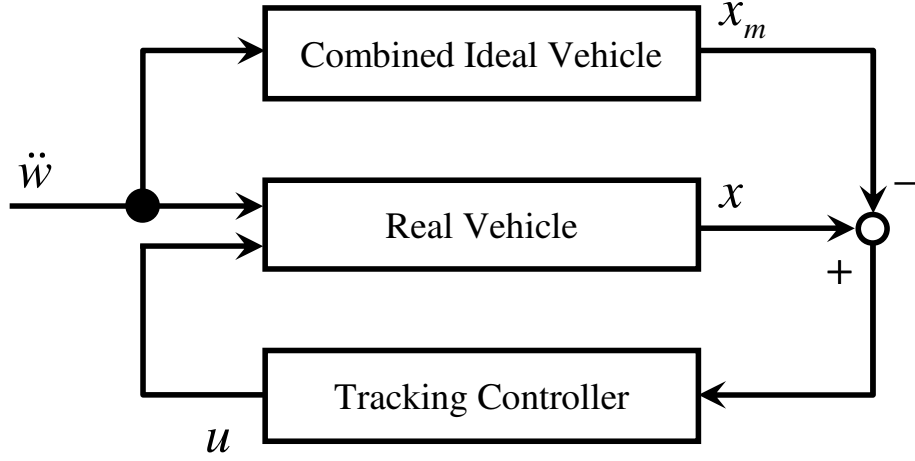


図 3-1-1 従来法におけるブロック線図.

が利用可能であることが分かる．サスペンション変位  $x_s(t)$  とタイヤ撓み  $x_u(t)$  が利用可能である  
ことより，車体と路面との距離  $Hx_z(t)$

$$Hx_z(t) = x_s(t) + x_u(t) \quad (3.2.2)$$

が利用可能となる．

以上より，計測信号を用いて，アクティブサスペンション制御に必要な信号  $x_z(t)$ ,  $\dot{x}_z(t)$ ,  $x_u(t)$ ,  $\dot{x}_u(t)$ ,  $d(t)$ ,  $\ddot{w}(t)$  の内， $x_z(t)$ ,  $x_u(t)$ ,  $d(t)$  が利用可能であることが分かった．しかし，従来法のアクティブサスペンションシステム<sup>[28]–[34]</sup>では，まだ， $\dot{x}_z(t)$ ,  $\dot{x}_u(t)$ ,  $\ddot{w}(t)$  が必要となる．本論文では第4章第4節で示すように， $\dot{x}_z(t)$ ,  $\dot{x}_u(t)$  を利用しないコントローラを開発している．このため，必要な信号のうち残っている信号は路面外乱加速度  $\ddot{w}(t)$  のみである．

### 3.3 ロバスト状態推定器の設計

路面外乱加速度  $\ddot{w}(t)$  の状態推定器を開発するために，新しい状態  $\eta(t)$  を  $\eta(t) = [(Hx_{zv}(t))^T, -\alpha^{-1}w_a(t)^T]^T$  で定義する．ここで， $x_{zv}(t) = \dot{x}_z(t)$ ,  $w_a(t) = \ddot{w}(t)$  であり， $\alpha$  は推定器の性能を改善するために導入した正の設計パラメータである．状態  $\eta(t)$  は，

$$\left. \begin{aligned} \dot{\eta}(t) &= \alpha C_\eta B_\eta^T \eta(t) + C_\eta H d(t) - \alpha^{-1} B_\eta \dot{w}_a(t) \\ B_\eta &= [O_2 \ I_2]^T, \ C_\eta = [I_2 \ O_2]^T \end{aligned} \right\} \quad (3.3.1)$$

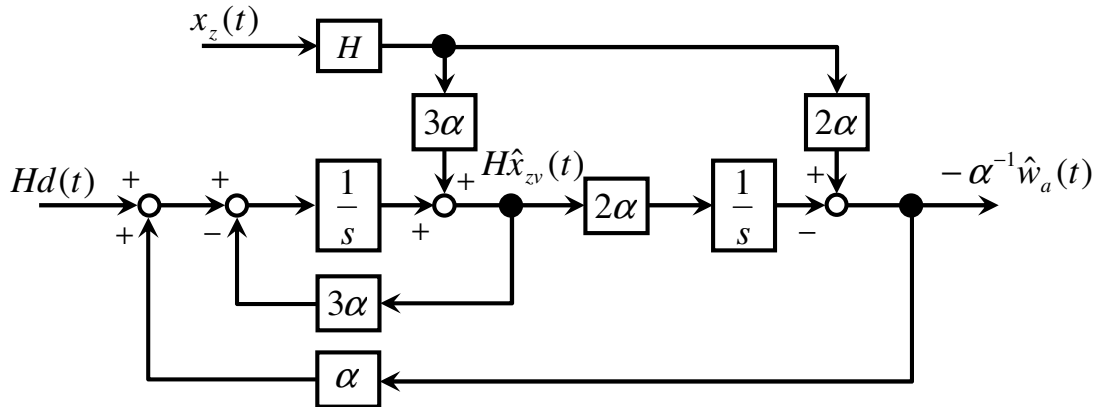


図 3-3-1 推定器のブロック線図.

の微分方程式を満足する．式 (3.3.1) の関係を基に以下の状態  $\eta(t)$  の推定器を提案する．

$$\left. \begin{aligned} \hat{\eta}(t) &= (3\alpha C_\eta + 2\alpha B_\eta) H x_z(t) + \zeta(t) \\ \dot{\zeta}(t) &= \alpha A_\eta \hat{\eta}(t) + C_\eta H d(t) \\ \zeta(0) &= -(3\alpha C_\eta + 2\alpha B_\eta) H x_z(0) \\ A_\eta &= \begin{bmatrix} -3I_2 & I_2 \\ -2I_2 & O_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (3.3.2)$$

仮定 A5 より， $\eta(0) = [0 \ 0]^T$  なので，推定値  $\hat{\eta}(t)$  の初期値を  $\hat{\eta}(0) = [0 \ 0]^T$  と設定している．

式 (3.3.2) 最上段の式の両辺を時間微分することにより次式を得る．

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{\eta}}(t) &= (3\alpha C_\eta + 2\alpha B_\eta) C_\eta^T \tilde{\eta}(t) + \alpha C_\eta B_\eta^T \hat{\eta}(t) + C_\eta H d(t), \\ \tilde{\eta}(t) &= [(H \tilde{x}_{zv}(t))^T, -\alpha^{-1} \tilde{w}_a(t)^T]^T = \eta(t) - \hat{\eta}(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.3.3)$$

推定誤差を  $\tilde{\eta}(t) = \eta(t) - \hat{\eta}(t)$  と定義すると，式 (3.3.1)，式 (3.3.3) より，次式の推定誤差方程式が得られる．

$$\dot{\tilde{\eta}}(t) = \alpha A_\eta \tilde{\eta}(t) - \alpha^{-1} B_\eta(t) \dot{w}_a(t) \quad (3.3.4)$$

路面外乱が存在しなければ，推定誤差方程式は漸近安定となる．また，推定誤差方程式に車両パラメータが含まれていないため，車両パラメータが変化したとしても推定性能が変化しないという特徴がある．式 (3.3.4) の関係が満足されるように，推定器 (3.3.2) を設計している．推定器のブロック線図を図 3-3-1 に示す．また，状態推定器を導入した制御システムのブロック線図を図 3-3-2 に示す．



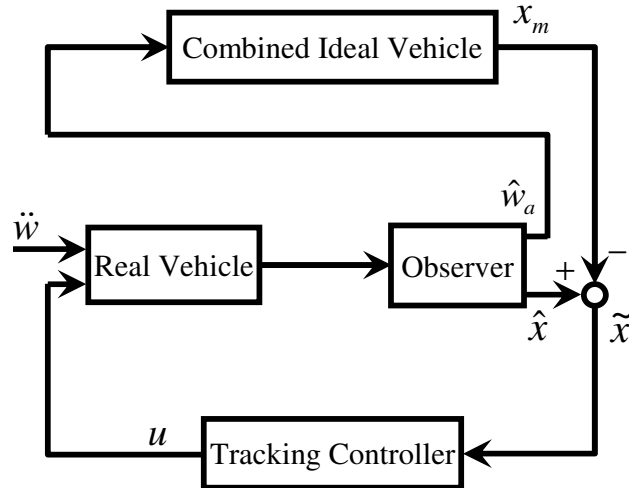


図 3-3-2 状態推定器を用いた制御システムのブロック線図.

仮定 A5, A6 に基づき, 前節で提案した状態推定器の推定性能を解析することにより, 次の定理を得る.

**定理 1** 状態推定誤差ノルムは以下の不等式を満足する.

$$\|\tilde{w}_a(t)\|^2 \leq \alpha^{-2} \bar{\rho}_w \quad (3.3.5)$$

ここで,  $\bar{\rho}_w$  は設計パラメータ  $\alpha$  に無関係に定まる有界な正定値である.

**定理 1 の証明:** 式 (3.3.4) より,

$$\left. \begin{aligned} \dot{\tilde{\eta}}(t) &= \alpha A_\eta \tilde{\eta}(t) - \alpha^{-1} B_\eta(t) \dot{w}_a(t) \\ A_\eta &= \begin{bmatrix} -3I_2 & I_2 \\ -2I_2 & O_2 \end{bmatrix}, \quad B_\eta = \begin{bmatrix} O_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (3.3.6)$$

である. このとき, 正定値関数  $V(t) = \tilde{\eta}(t)^T P \tilde{\eta}(t)$  の時間微分は次式となる.

$$\dot{V}(t) = -2\alpha \tilde{\eta}(t)^T A_\eta \tilde{\eta}(t) - 2\alpha^{-1} \tilde{\eta}(t)^T P B_\eta \dot{w}_a(t) \quad (3.3.7)$$

$P$  は式 (3.3.8) に示すリアプノフ方程式の実正定行列解である.

$$\left. \begin{aligned} A_\eta^T P + P A_\eta &= -2I_4 \\ A_\eta &= \begin{bmatrix} -3I_2 & I_2 \\ -2I_2 & O_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (3.3.8)$$

ここで，

$$-2\alpha^{-1}\tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T PB_{\eta}\dot{\boldsymbol{w}}_a(t) \leq \alpha\tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)\tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T + \alpha^{-3}\|PB_{\eta}\|^2\|\dot{\boldsymbol{w}}_a(t)\|^2 \quad (3.3.9)$$

の関係を用いると，次式を得る．

$$\dot{V}(t) \leq -\alpha\tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)\tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T + \alpha^{-3}\|PB_{\eta}\|^2\|\dot{\boldsymbol{w}}_a(t)\|^2 \quad (3.3.10)$$

ここで，仮定 A6 より， $\|PB_{\eta}\|^2\|\dot{\boldsymbol{w}}_a(t)\|^2 \leq \bar{\rho}_a$  の関係を満足する設計パラメータ  $\alpha$  に無関係に定まる正定値  $\bar{\rho}_a$  が存在すること，ならびに

$$\frac{1}{\lambda_{\max}[P]}\tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T P\tilde{\boldsymbol{\eta}}(t) \leq \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t) \quad (3.3.11)$$

より，

$$\dot{V}(t) \leq -\alpha\frac{1}{\lambda_{\max}[P]}V(t) + \alpha^{-3}\bar{\rho}_a \quad (3.3.12)$$

を得る．式 (3.3.12) より，

$$V(t) \leq e^{-\alpha\frac{1}{\lambda_{\max}[P]}t}V(0) + \alpha^{-4}\lambda_{\max}[P]\bar{\rho}_a \quad (3.3.13)$$

を得る．ここで，仮定 A5 より車両の初期状態は零となるので  $V(0) = 0$  を代入すると，

$$V(t) \leq \alpha^{-4}\lambda_{\max}[P]\bar{\rho}_a \quad (3.3.14)$$

を得る．また，

$$\lambda_{\min}[P]\tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t) \leq \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T P\tilde{\boldsymbol{\eta}}(t) = V(t) \quad (3.3.15)$$

の関係を用い，

$$\tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t) \leq \alpha^{-4}\frac{\lambda_{\max}[P]}{\lambda_{\min}[P]}\bar{\rho}_a \quad (3.3.16)$$

を得る．ここで，

$$\frac{\lambda_{\max}[P]}{\lambda_{\min}[P]}\bar{\rho}_a = \bar{\rho}_w \quad (3.3.17)$$

とおくことにより，定理 1 が得られる．

(証明終)

定理 1 より，以下の結論を得る．

**R1-1** 設計パラメータ  $\alpha$  を大きく設定することにより，推定誤差の上限を任意に小さくできる．

**R1-2** 大きな設計パラメータ  $\alpha$  を用いることにより，設計者が希望する精度の推定信号を得ることができる．

**R1-3** 車両パラメータが変化したとしても，定理 1 の式 (3.3.5) が成り立つことより，車両パラメータの変化に対し非常に強いロバスト性を有する．

### 3.4 推定器の検証

提案した推定器の有効性を示すために数値シミュレーションを行う．表 1（第 2 章第 3 節）に示すパラメータ値を車両パラメータとして用いた．車両の速度は  $v = 100 \times 1000/3600[\text{m/s}]$  と設定した．前輪側に入力した路面外乱のスカラー値  $w_f(t) = w_r(t - L)$ ,  $L = 2a/v$  を式 (3.4.1) ~ (3.4.3) に示し，路面外乱の周波数が 1[Hz]，3[Hz]，および 6[Hz] の場合に得られる波形を，それぞれ図 3-4-1(a)，図 3-4-1(b)，図 3-4-1(c) に示す．

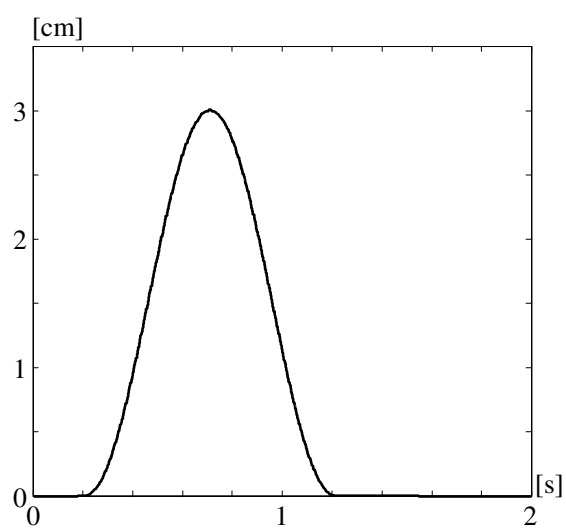
$$w_s(t) = \begin{cases} \frac{\ell_a}{2}(1 - \cos \omega t), & \frac{2\pi}{\omega} > t \geq 0 \\ 0, & t \geq \frac{2\pi}{\omega} \end{cases} \quad (3.4.1)$$

$$w_f(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{w_n^2}{s^2 + 2w_n + w_n^2} \mathcal{L}[w_s(t)] \right], \quad w_n = 100 \quad (3.4.2)$$

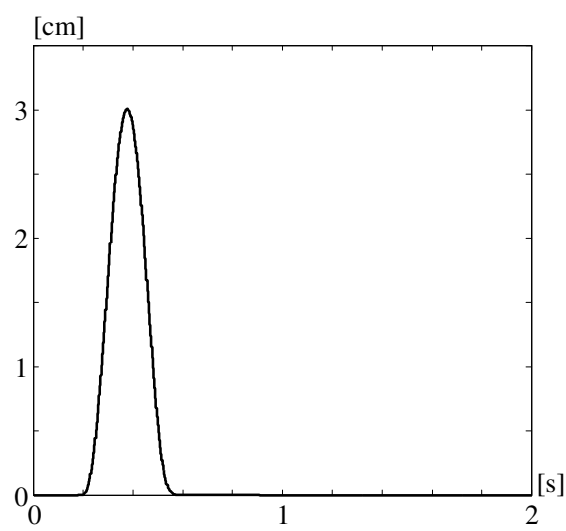
$$\left. \begin{aligned} \ell_a &= -1.50 \times 10^{-2}, \quad \omega = 2\pi \quad (1 \text{ [Hz]}) \\ \ell_a &= -1.52 \times 10^{-2}, \quad \omega = 6\pi \quad (3 \text{ [Hz]}) \\ \ell_a &= -1.60 \times 10^{-2}, \quad \omega = 12\pi \quad (6 \text{ [Hz]}) \end{aligned} \right\} \quad (3.4.3)$$

図 3-4-2(a) ~ 3-4-4(a) にノミナル車両において，前輪に加わる路面外乱加速度  $w_{af}(t)$  の応答を示し，図 3-4-2(b) ~ 3-4-4(b) に，前輪に加わる路面外乱加速度の推定誤差  $\tilde{w}_{af}(t)$  の応答を示す．

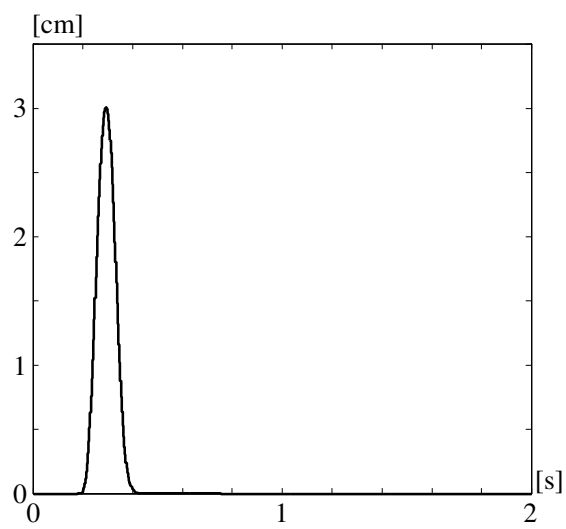
図 3-4-2(a) ~ 3-4-4(a)，および図 3-4-2(b) ~ 3-4-2(b) より，設計パラメータ  $\alpha$  を大きく設定することにより推定誤差が減少し，ノミナル車両の応答と比較しても推定誤差を十分小さくできることがわかる．また，シミュレーション結果は示していないが，車両パラメータが変化したとしても，推定性能に変化は無く，車両パラメータの変化に対し非常に強いロバスト性を有する．



(a) 1 [Hz]



(b) 3 [Hz]



(c) 6 [Hz]

图 3-4-1 路面外乱  $w_f(t)$ .

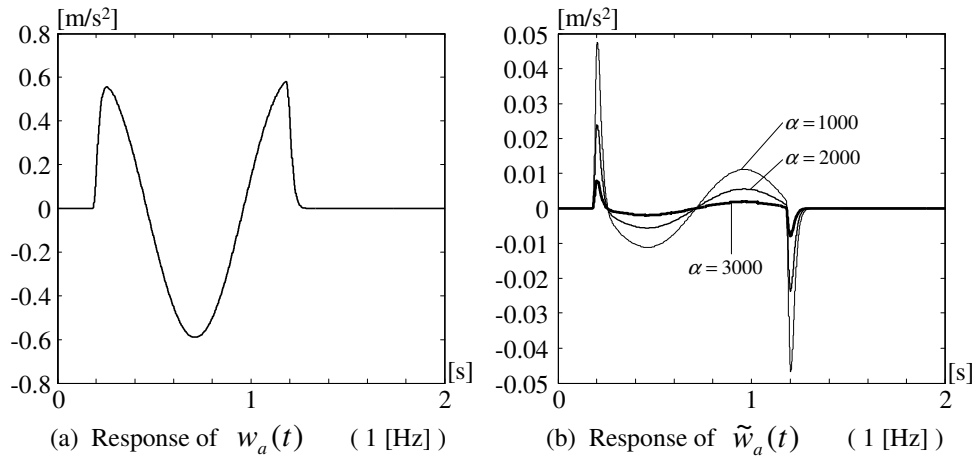


図 3-4-2 路面外乱の周波数が 1[Hz] の場合の  $w_{af}(t)$  , および  $\tilde{w}_{af}(t)$  の応答 .

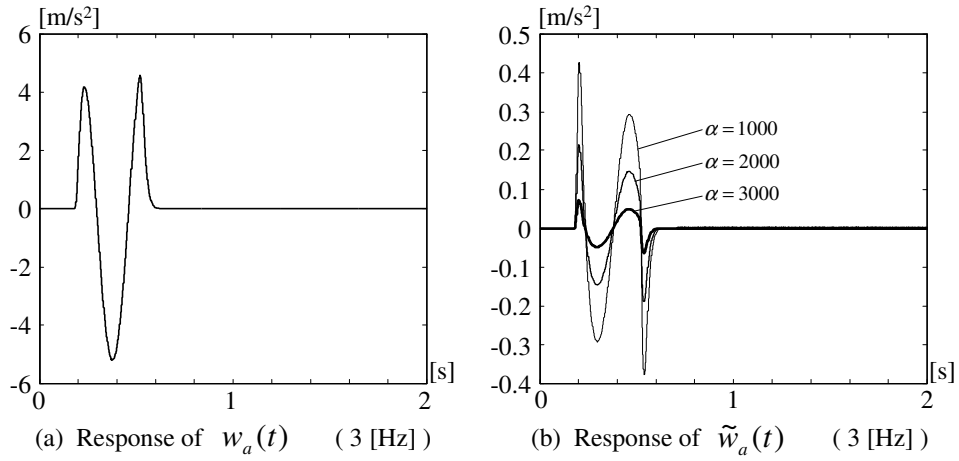


図 3-4-3 路面外乱の周波数が 3[Hz] の場合の  $w_{af}(t)$  , および  $\tilde{w}_{af}(t)$  の応答 .

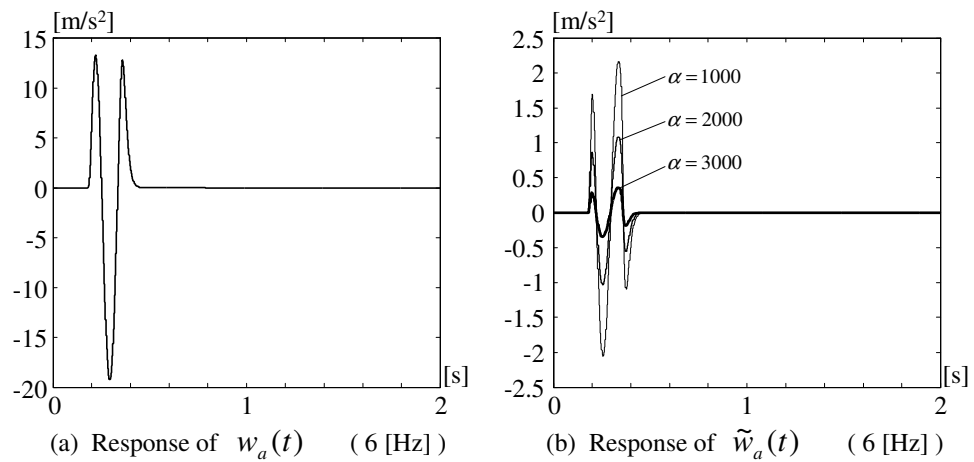
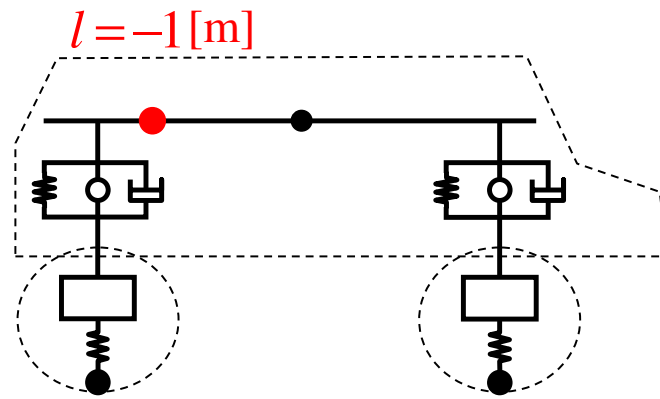


図 3-4-4 路面外乱の周波数が 6[Hz] の場合の  $w_{af}(t)$  , および  $\tilde{w}_{af}(t)$  の応答 .

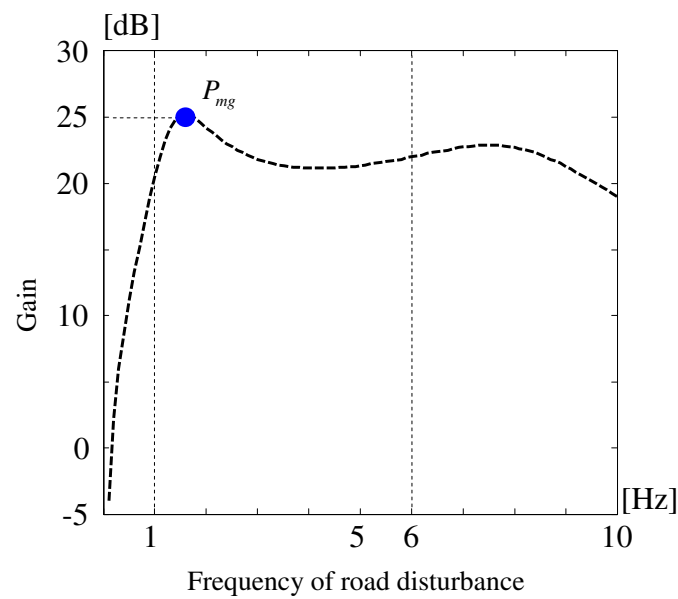
## 第4章 ロバストアクティブサスペンション制御

### 4.1 最大ゲイン線図

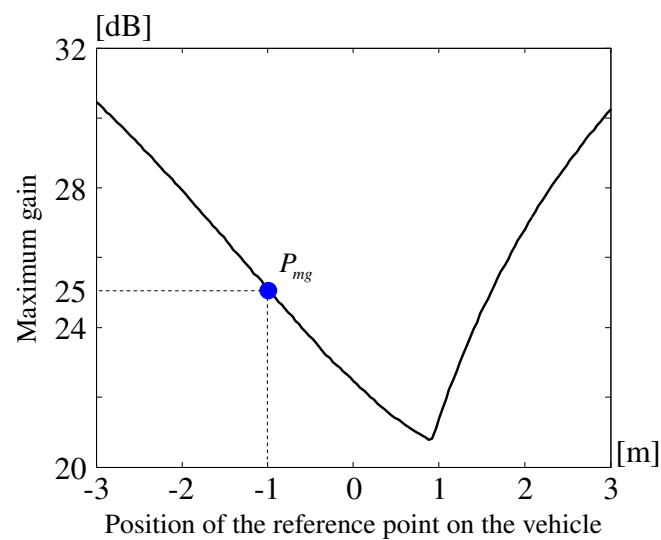
本論文では，理想モデルの設計や乗り心地性能の評価のために最大ゲイン線図を用いる．そのため，まず最大ゲイン線図について説明する．図 4-1(b) に，路面外乱速度から車体上の位置  $l = -1[\text{m}]$ （図 4-1(a) を参照）における車体上下加速度までの伝達特性のゲイン曲線を示す．第二章第二節で述べたように，本論文では， $1 \sim 6[\text{Hz}]$  の路面外乱周波数で最大となるゲインを調べれば，図 4-1(b) 点  $P_{\text{mg}}$  に示すように  $25[\text{dB}]$  となる．この情報を，横軸に車体上の位置  $l$ ，縦軸に最大値を取った図 4-1(c) にプロットする．同様に，車体上の全ての位置において上下加速度に関する最大ゲインをプロットした曲線（図 4-1(c)）を最大ゲイン曲線と呼ぶ．



(a) 車体上の注目点



(b)  $l = -1 \text{ [m]}$  の位置におけるゲイン曲線



(c) 最大ゲイン線図

図 4-1 最大ゲイン線図.

## 4.2 複合理想車両モデルの設計とその性能

ここでは，文献 [23] で提案された複合理想車両の設計法を利用した複合車両モデルの設計法を説明する．まず，2 箇所の車体上のそれぞれの位置  $\ell = \ell_m = 2[\text{m}]$ ， $\ell = -\ell_m = -2[\text{m}]$  において，最大ゲイン曲線が最小となる理想車両モデルⅠ，理想車両モデルⅡを設計する．

理想車両モデルⅠ：

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{d1}(t) &= (\bar{A} - \bar{B}G_1)\mathbf{x}_{d1}(t) - D_w\ddot{\mathbf{w}}(t) \\ \mathbf{x}_{d1}(t) &= [\mathbf{x}_{zd1}^T(t), \mathbf{x}_{ud1}^T(t), \dot{\mathbf{x}}_{zd1}^T(t), \dot{\mathbf{x}}_{ud1}^T(t), \mathbf{d}_{d1}^T(t)]^T \end{aligned} \right\} \quad (4.2.1)$$

理想車両モデルⅡ：

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{d2}(t) &= (\bar{A} - \bar{B}G_2)\mathbf{x}_{d2}(t) - D_w\ddot{\mathbf{w}}(t) \\ \mathbf{x}_{d2}(t) &= [\mathbf{x}_{zd2}^T(t), \mathbf{x}_{ud2}^T(t), \dot{\mathbf{x}}_{zd2}^T(t), \dot{\mathbf{x}}_{ud2}^T(t), \mathbf{d}_{d2}^T(t)]^T \end{aligned} \right\} \quad (4.2.2)$$

ここで， $G_i, i = 1, 2$  は，位置  $\ell = \ell_m = 2[\text{m}]$ ， $\ell = -\ell_m = -2[\text{m}]$  において，最大ゲイン曲線が最小となるように設計されたフィードバックゲインである．なお，各モデルにおいて，路面外乱速度からピッチング角加速度までのゲインがパッシブ車両のゲインより小さくなるように設計している．

次に，設計した理想モデルⅠ，Ⅱの合成法を説明する．車体上の位置  $l$  における上下加速度  $\ddot{z}_l(t)$  とピッチング角加速度  $\ddot{\theta}(t)$  は， $\mathbf{a}_{cc}(l, t) = (I_2 + Dl)\mathbf{d}(t)$  で表現される．この表現における行列  $(I_2 + Dl)$  を用いた状態変換行列  $\Omega(y_1, y_2)$  により状態変換された状態  $\mathbf{x}_{m1}(t), \mathbf{x}_{m2}(t)$  で表現される車両モデルを考えてみる．

$$\left. \begin{aligned} T(y_1, y_2) &= I_2 - D(y_1 - y_2) \\ \Omega(y_1, y_2) &= \text{diag}[T(y_1, y_2), I_2, T(y_1, y_2), I_2, T(y_1, y_2)] \end{aligned} \right\} \quad (4.2.3)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_{m1}(t) &= \Omega(\ell_p, \ell_k)\mathbf{x}_{d1}(t) \\ &= [\mathbf{x}_{zm1}^T(t), \mathbf{x}_{um1}^T(t), \dot{\mathbf{x}}_{zm1}^T(t), \dot{\mathbf{x}}_{um1}^T(t), \mathbf{d}_{m1}^T(t)]^T \\ \mathbf{x}_{m2}(t) &= \Omega(\ell_p, -\ell_k)\mathbf{x}_{d2}(t) \\ &= [\mathbf{x}_{zm2}^T(t), \mathbf{x}_{um2}^T(t), \dot{\mathbf{x}}_{zm2}^T(t), \dot{\mathbf{x}}_{um2}^T(t), \mathbf{d}_{m2}^T(t)]^T \end{aligned} \right\} \quad (4.2.4)$$

この状態変換行列  $\Omega(y_1, y_2)$  を用いて変換されたそれぞれの車両モデルにおいて，図 4-2-2 に示すように，最大ゲイン曲線が最小となる位置が同じとなる．この特徴を用いて，状態変換された車両



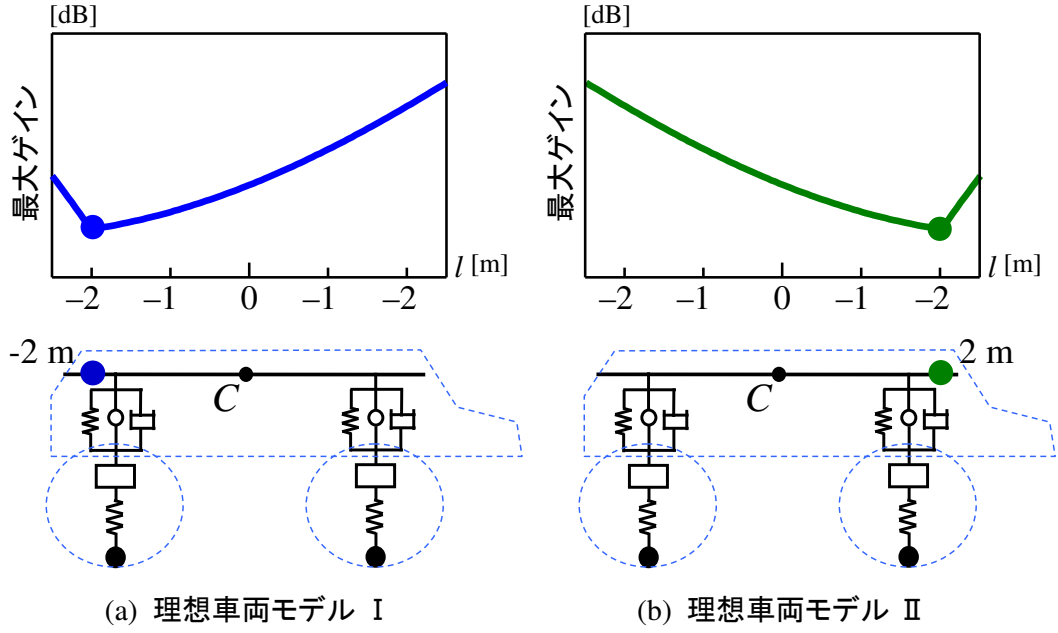


図 4-2-1 理想車両モデル I , および II.

モデルを線形的に複合した複合理想車両モデルを次式で設計する .

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_m(t) = & \bar{\Gamma} \mathbf{x}_m(t) + \bar{B}(\gamma_1 F_{m1} \Omega^{-1}(\ell_p, \ell_k) \mathbf{x}_{m1}(t) + \gamma_2 F_{m2} \Omega^{-1}(\ell_p, -\ell_k) \mathbf{x}_{m2}(t)) \\ & - D_w \ddot{\mathbf{w}}(t) - D_m \tilde{\Delta}(t) \end{aligned} \quad (4.2.5)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_m(t) &= \gamma_1 \mathbf{x}_{m1}(t) + \gamma_2 \mathbf{x}_{m2}(t) \\ &= [\mathbf{x}_{zm}^T(t), \mathbf{x}_{um}^T(t), \dot{\mathbf{x}}_{zm}^T(t), \dot{\mathbf{x}}_{um}^T(t), \mathbf{d}_m^T(t)]^T \\ \gamma_1 &= \frac{\ell_p + \ell_k}{2\ell_k}, \gamma_2 = -\frac{\ell_p - \ell_k}{2\ell_k} \\ \tilde{\mathbf{d}}_m(t) &= \mathbf{d}_{m1}(t) - \mathbf{d}_{m2}(t) \\ \tilde{\Delta}(t) &= M_u^{-1}(H^T)^{-1} \frac{\ell_p^2 - \ell_k^2}{2\ell_k} \bar{M} D \tilde{\mathbf{d}}_m(t) \\ F_{m1} &= (H^T)^{-1} \bar{M} T(\ell_p, \ell_k) \bar{M}^{-1} H^T (\bar{F} - G_1) \\ F_{m2} &= (H^T)^{-1} \bar{M} T(\ell_p, -\ell_k) \bar{M}^{-1} H^T (\bar{F} - G_2) \\ \mathbf{f}_m(t) &= \sum_{i=1}^2 \gamma_i F_{mi} \Omega^{-1}(\ell_p, (-1)^{i-1} \ell_k) \mathbf{x}_{mi}(t) \\ D_m &= [0_2, 0_2, 0_2, I_2, 0_2]^T \end{aligned} \right\} \quad (4.2.6)$$

ここで,  $\ell_k$  は, 複合理想車両モデルの性能を改善するために導入した設計パラメータで,  $\ell_k = -1.3\text{m}$  と設定している . なお, 信号  $\tilde{\Delta}(t)$  に含まれる信号  $D \tilde{\mathbf{d}}_m = [\ddot{\theta}_{m1}(t) - \ddot{\theta}_{m2}(t), 0]^T$  が零となるようにフィードバックゲイン  $G_1, G_2$  が設計されている . ここで,  $\ddot{\theta}_{m1}(t)$  , および  $\ddot{\theta}_{m2}(t)$  は, 二つの理

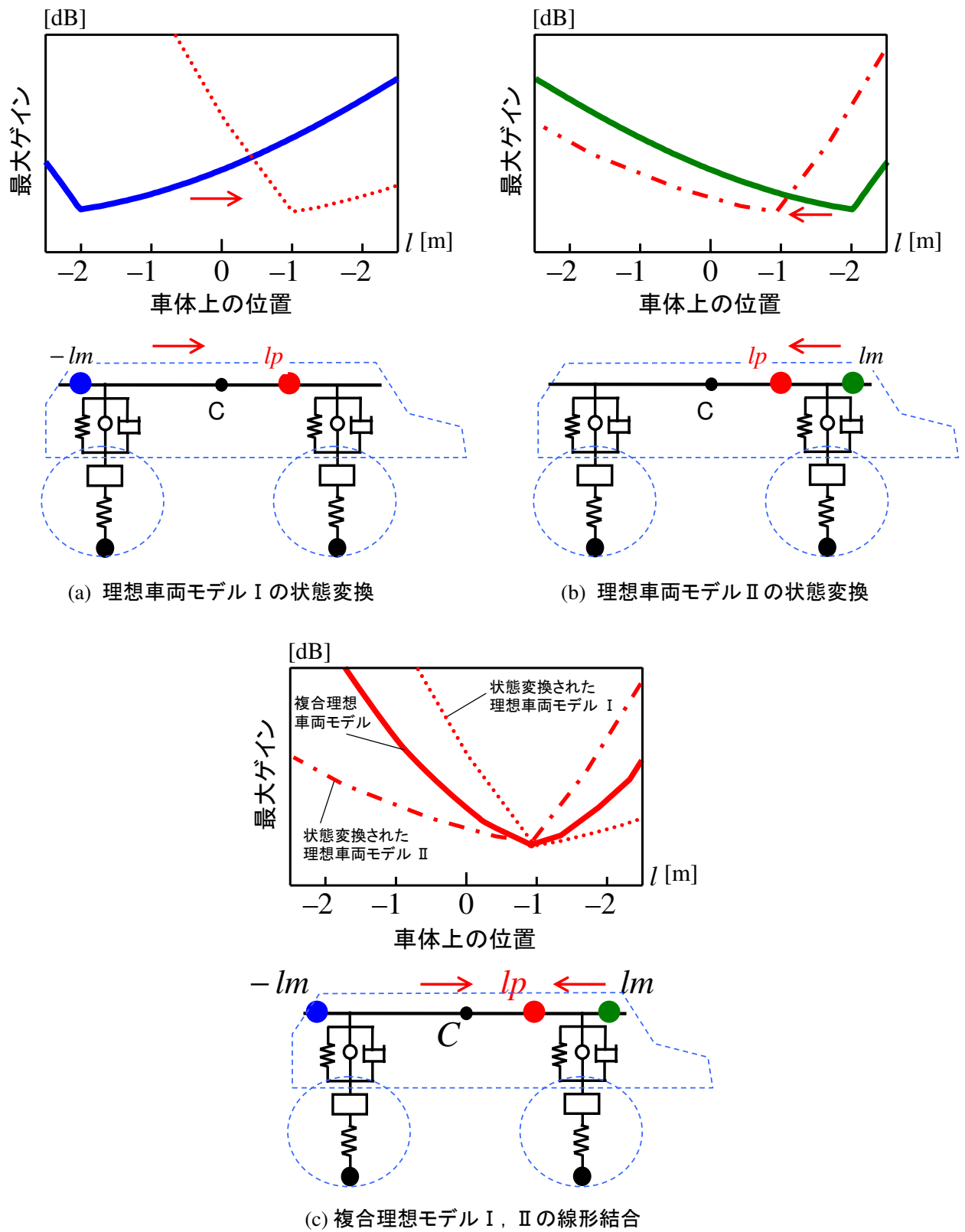


図 4-2-2 理想車両モデル I と II の線形結合による複合理想モデルの生成.

想車両モデル  $x_{m1}(t), x_{m2}(t)$  のピッチング角加速度である．その結果，式 (4.2.5)，(4.2.6) における信号  $\tilde{\Delta}(t)$  は，小さな値となる．

前節において設計した複合理想モデルの重み行列の決定と，性能を検証するため，表 1（第 2 章第 3 節）に示す車両パラメータを用い，数値シミュレーションを行った．理想車両モデル I(4.2.1)，及び，理想車両モデル II(4.2.2) におけるフィードバックゲイン  $G_1, G_2$  は，LQ 最適制御に基づきノミナル値を用いたノミナル車両モデル

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_N(t) &= \bar{A}x_N(t) + \bar{B}u_x(t) - D_w\ddot{w}(t) \\ x_N(t) &= [\mathbf{x}_{Nz}^T(t), \mathbf{x}_{Nu}^T(t), \dot{\mathbf{x}}_{Nz}^T(t), \dot{\mathbf{x}}_{Nu}^T(t), \mathbf{d}_N^T(t)]^T \end{aligned} \right\} \quad (4.2.7)$$

に関し，

$$\begin{aligned} J = & \int_0^\infty (\mathbf{q}_{N\ell_m}^T(t)E_{qi}\mathbf{q}_{N\ell_m}(t) + \mathbf{x}_{Ns}^T(t)E_{si}\mathbf{x}_{Ns}(t) \\ & + \mathbf{x}_{Nz}^T(t)E_{zi}\mathbf{x}_{Nz}(t) + \mathbf{x}_{Nu}^T(t)E_{ui}\mathbf{x}_{Nu}(t) \\ & + \mathbf{u}_x^T(t)R_i\mathbf{u}_x(t))dt \end{aligned} \quad (4.2.8)$$

の評価関数を最小化するように設計した．

$\mathbf{q}_{N\ell_m}(t) = [\ddot{z}_{N\ell_m}(t), \ddot{\theta}_N(t)]^T$  は位置  $\ell = \ell_m$  でのノミナル車両の上下加速度  $\ddot{z}_{N\ell_m}(t)$ ，ピッチング角加速度  $\ddot{\theta}_N(t)$  を表している．さらに， $\mathbf{x}_{Ns}(t) = H\mathbf{x}_{Nz}(t) - \mathbf{x}_{Nu}(t)$  はサスペンション変位を表している． $E_{qi}, E_{si}, E_{zi}, E_{ui}, R_i$  は重み行列である．設定した重み行列を式 (4.2.9)，(4.2.10) に示す．

$$\left. \begin{aligned} E_{s1} &= 3 \times 10^4 I_2, E_{u1} = 10^6 I_2 \\ E_{z1} &= 10^4 I_2, R_1 = 10^{-7} I_2 \\ T_{q1} &= I_2 - 2D \\ E_{q1} &= (T_{q1}^T)^{-1} \text{diag}[60, 5] T_{q1}^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (4.2.9)$$

$$\left. \begin{aligned} E_{s2} &= 2.86 \times 10^4 I_2, E_{u2} = 3.15 \times 10^5 I_2 \\ E_{z2} &= 3.15 \times 10^3 I_2, R_2 = 10^{-7} I_2 \\ T_{q2} &= I_2 + 3D \\ E_{q2} &= (T_{q2}^T)^{-1} \text{diag}[20, 1] T_{q2}^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (4.2.10)$$

重み行列は，各重み行列の値を変化させた場合の理想モデル I，II の傾向を調べ，試行錯誤的に値を設定している．

次に，設計されたフィードバックゲイン  $G_1, G_2$  を用いた二つの理想車両モデルに関し，6[Hz] 以下の路面外乱に対する最大ゲイン線図を図 4-2-3 に示す．破線がパッシブ車両の特性を表し，実線

が車体上の位置  $\ell = -2, 2$  における理想車両モデルの最大ゲイン線図を表す．図 4-2-3 より，車体上の位置  $\ell = -2, 2[\text{m}]$  近傍において最大ゲインが最小となり，乗り心地が最良となっていることがわかる．次に，設計した二つの理想モデルより線形合成された複合理想車両モデルのゲイン特性を調べた．車体上の指定位置  $\ell_p = -0.5, 0.5[\text{m}]$  での複合理想車両モデルの最大ゲイン線図を図 4-2-4 に示す．破線がパッシブ車両の特性を表し，実線が設計パラメータ  $\ell_p$  を  $\ell_p = -0.5, 0.5[\text{m}]$  とした場合の理想車両モデルの最大ゲイン線図を表す．図 4-2-4 より，設計パラメータ  $\ell_p$  を変更することにより簡単に乗り心地が最良となる位置を変更できることがわかる．しかし， $\ell_p = 0.5$  とした場合の複合理想モデルのゲイン特性は，車体上の全ての位置においてパッシブ車両のゲイン特性よりも良いが， $\ell_p = -0.5[\text{m}]$  とした場合の複合理想車両モデルの最大ゲイン線図は，車体上の位置  $\ell_p = 0.5 \sim 1[\text{m}]$  付近において，パッシブ車両の最大ゲイン線図よりも最大ゲインの値が高くなる．また，指定する位置  $\ell_p = -0.5, 0.5[\text{m}]$  としたとき，乗り心地が最良となる位置が指定した位置と異なっている．このことを詳しく調べるために， $\ell_p$  を変化させた場合において，乗り心地が最良となる位置とその位置での上下加速度の最大ゲインの大きさを調べた．指定した位置  $\ell_p$  と実際に乗り心地が最良となる位置  $\ell$  との関係を図 4-2-5 に示す．図 4-2-5 より，実際に乗り心地を最小にした場所に対する  $\ell_p$  の値を簡単に算出できることがわかる．

また，設計パラメータ  $\ell_p$  を変化させた場合において，ゲインの最小点をプロットした図を図 4-2-6 に示す．図 4-2-6 より，設計した複合理想車両モデルは， $\ell = -2 \sim 2[\text{m}]$  の範囲で車体上の位置を変化させた場合でも，ゲインの最大値は約  $21[\text{dB}]$  以下となっていることが分かる．

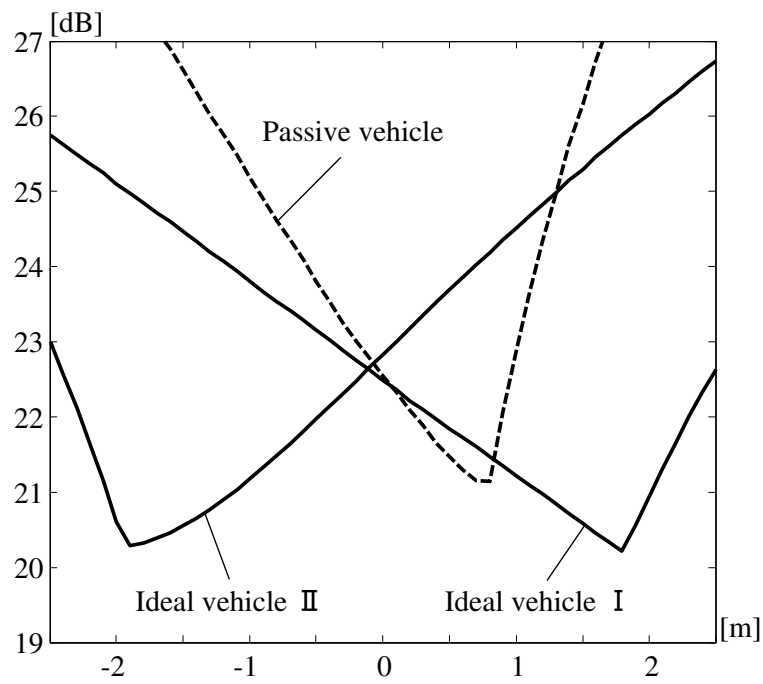


図 4-2-3 理想モデル I, II の最大ゲイン線図 .

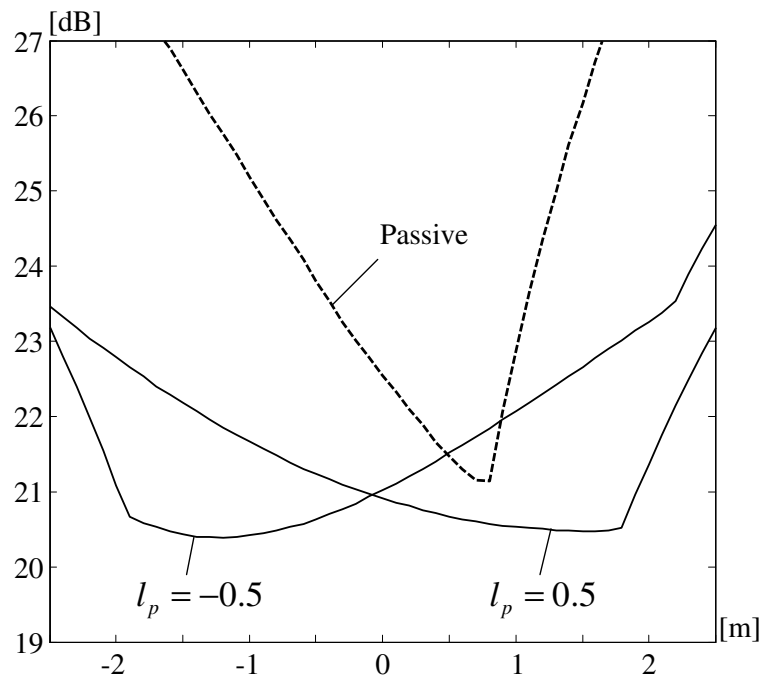


図 4-2-4 複合理想モデルの最大ゲイン線図.

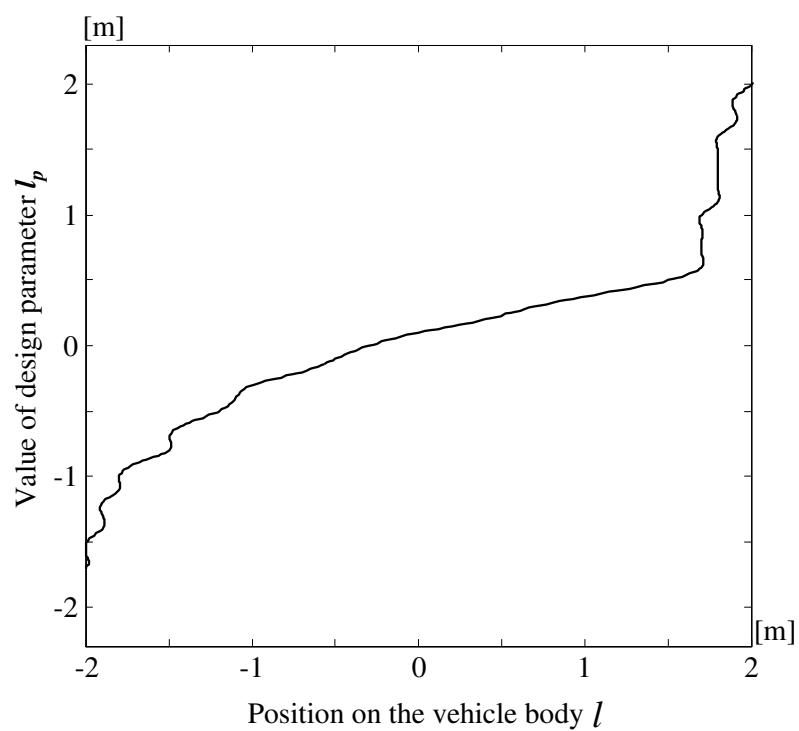


図 4-2-5 設計パラメータ  $l_p$  と車体上の乗り心地の最良位置  $l$  との関係.

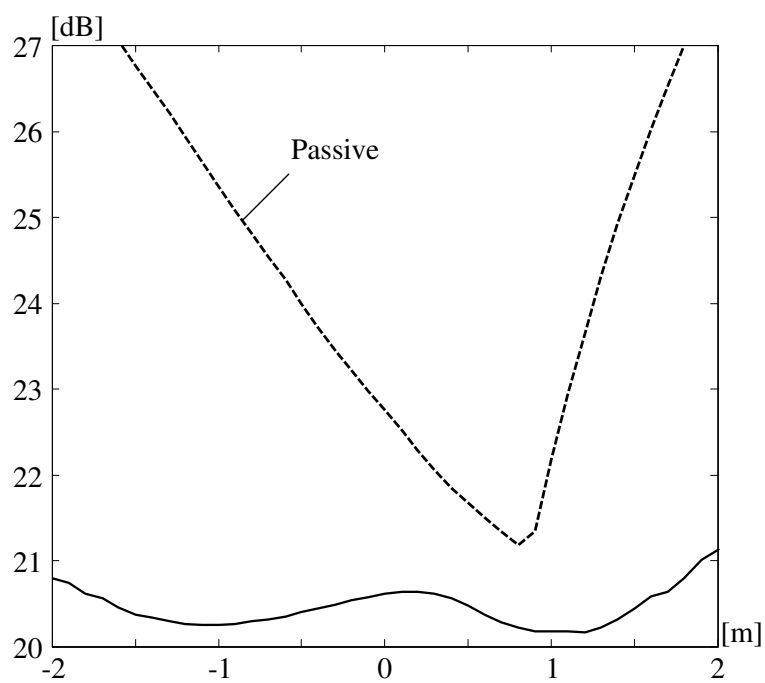


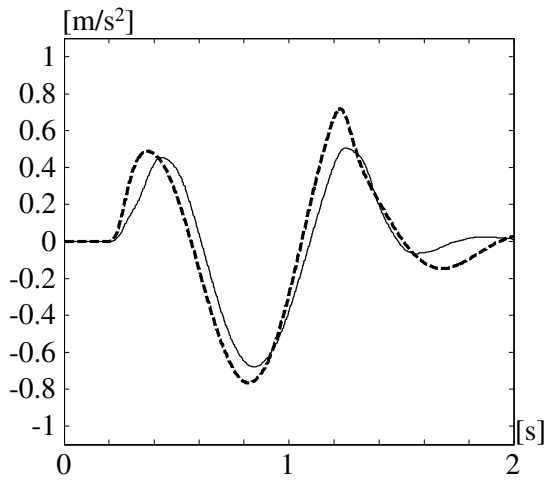
図 4-2-6 設計パラメータ  $l_p$  を変化させた場合の複合理想車両モデルの下限值 .

次に、複合理想車両モデルの性能を調べるため、車体上の位置  $l = -1(l_p = -0.3)$  ,  $l = 0(l_p = 0.1)$  ,  $l = 1(l_p = 0.4)$  [m] における車体の上下加速度、およびピッチング角加速度の時間応答を数値シミュレーションにより調べた。車速は  $v = 100 \times 1000 / 3600$  [m/s] = 100 [km/h] とし、車両パラメータは、表 1 (第 2 章第 3 節) の値を用いている。図 3-4-1 に示した 1 [Hz] , 3 [Hz] , 6 [Hz] の路面外乱を走行した場合の複合理想車両モデルとパッシブ車両の応答を比較した結果を図 4-2-7 ~ 4-2-9 に示す。各図において、(a),(c),(e) が車体の上下方向加速度の応答を表し、(b),(d),(f) がピッチング角加速度の応答を表し、実線が複合理想車両モデル、破線がパッシブ車両を示している。

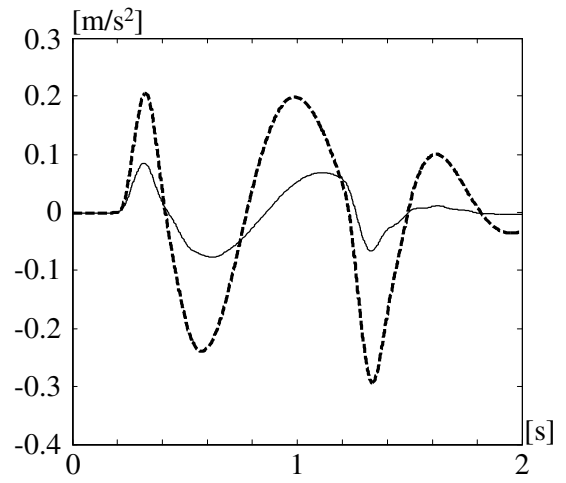
路面外乱の周波数が 1 [Hz] の場合、車体の上下加速度、およびピッチング角加速度の応答は、共に理想車両モデルの応答がパッシブ車両の応答よりもピーク値が抑えられ、かつ曲線が滑らかになっている。路面外乱の周波数が 3 [Hz] の場合、車体の中心位置  $l = 0$  [m] における車体の上下加速度、およびピッチング角加速度の応答は、車体の上下加速度のピーク値がほぼ同じ値であるが、車体の上下加速度が零になるまで収束時間は複合理想車両モデルの方が早い。 $l = -1$  ,  $l = 1$  [m] においては、複合理想車両モデルの応答がパッシブ車両の応答よりも小さな値となっている。路面外乱の周波数が 6 [Hz] の場合、車体の中心位置  $l = 0$  [m] における車体の上下加速度、およびピッチング角加速度の応答は、車体の上下加速度のピーク値がほぼ同じ値であるが、車体の上下加速度が零になるまで収束時間は複合理想車両モデルの方が早い。 $l = -1$  ,  $l = 1$  [m] においても、複合理想車両モデルの応答がパッシブ車両の応答よりも小さな値となっており、また、車体の上下加速度が零になるまで収束時間は複合理想車両モデルの方が早い。

以上の結果より、路面外乱の周波数が高くなると車体の中心位置  $l = 0$  [m] における複合理想車両モデルの車体の上下加速度はパッシブ車両の上下加速度に近付くが、 $l = -1$  ,  $l = 1$  [m] においては、車体の上下加速度はパッシブ車両の加速度よりも抑制されている。

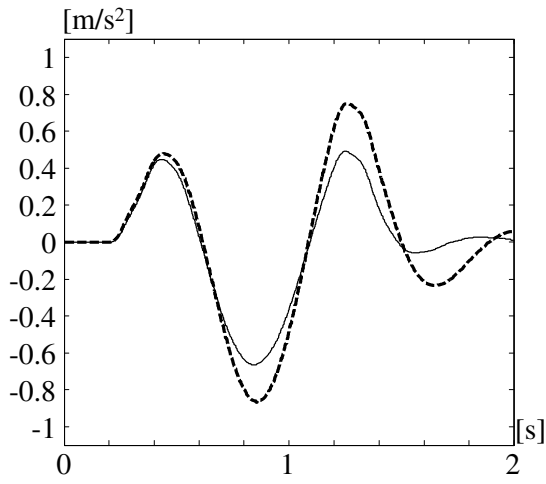
上述した複合理想車両モデルの挙動に実車両の挙動を追従させることにより、設計目的が達成できる。



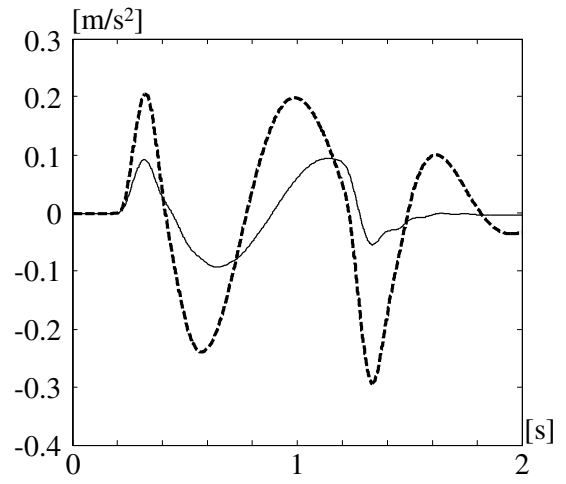
(a) 車体の上下加速度  $l=1(lp=0.4)$



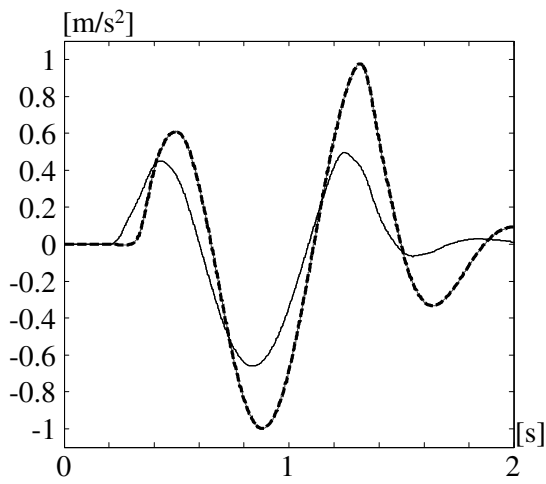
(b) ピッチング角加速度  $l=1(lp=0.4)$



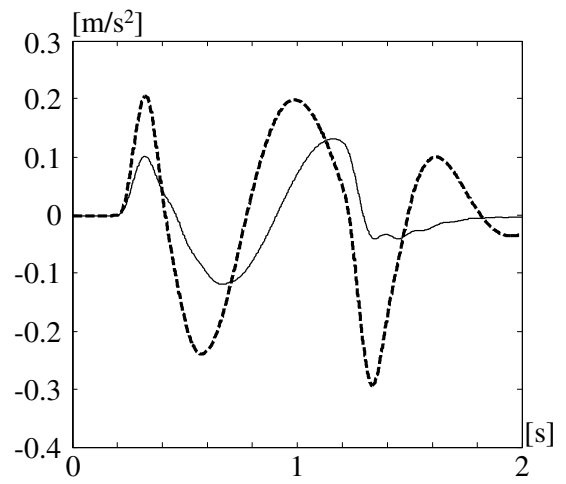
(c) 車体の上下加速度  $l=0(lp=0.1)$



(d) ピッチング角加速度  $l=0(lp=0.1)$



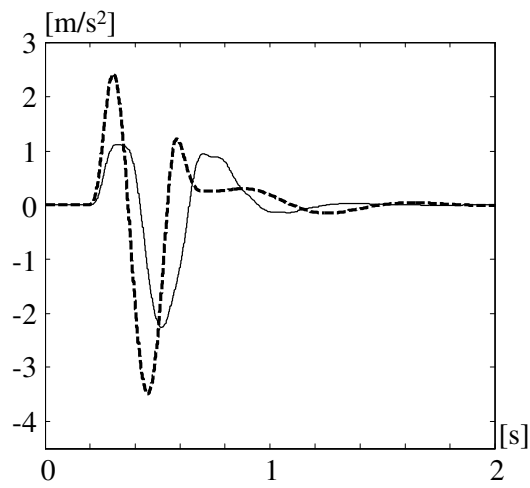
(e) 車体の上下加速度  $l=-1(lp=-0.3)$



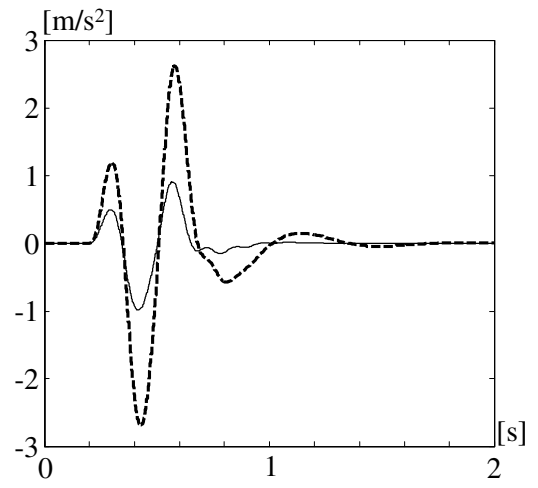
(f) ピッチング角加速度  $l=-1(lp=-0.3)$

図 4-2-7 複合理想車両モデルとパッシブ車両との比較 (1 [Hz])

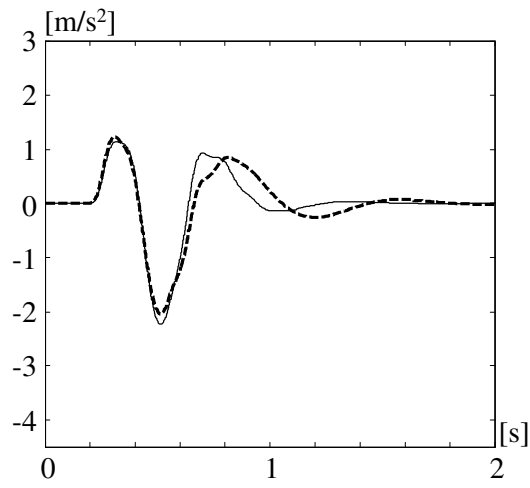




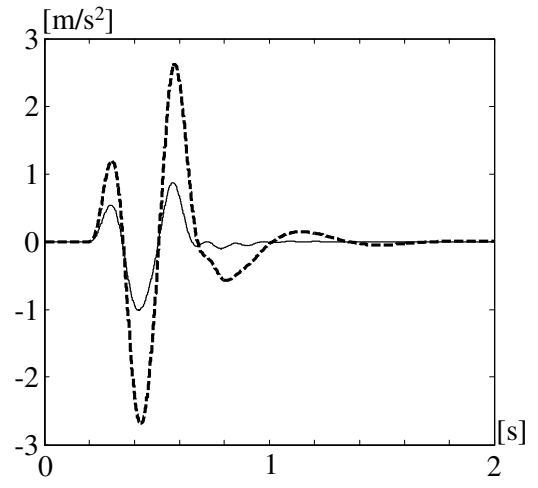
(a) 車体の上下加速度  $l=1(lp=0.4)$



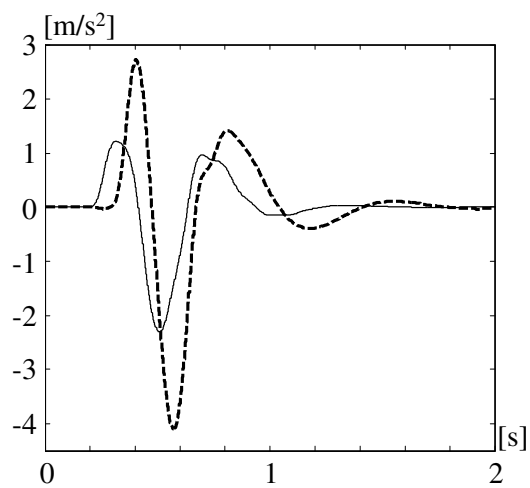
(b) ピッチング角加速度  $l=1(lp=0.4)$



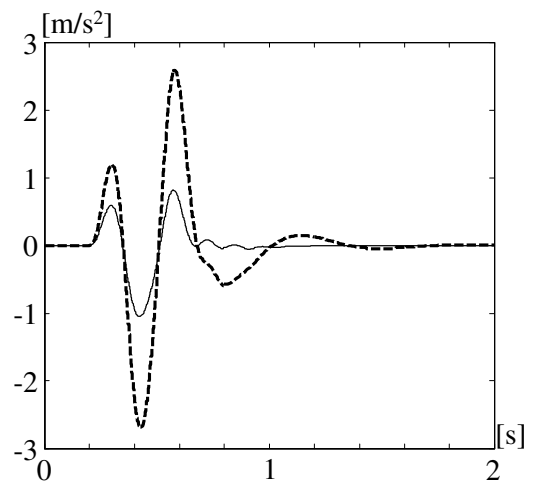
(c) 車体の上下加速度  $l=0(lp=0.1)$



(d) ピッチング角加速度  $l=0(lp=0.1)$



(e) 車体の上下加速度  $l=-1(lp=-0.3)$



(f) ピッチング角加速度  $l=-1(lp=-0.3)$

図 4-2-8 複合理想車両モデルとパッシブ車両との比較 (3 [Hz])

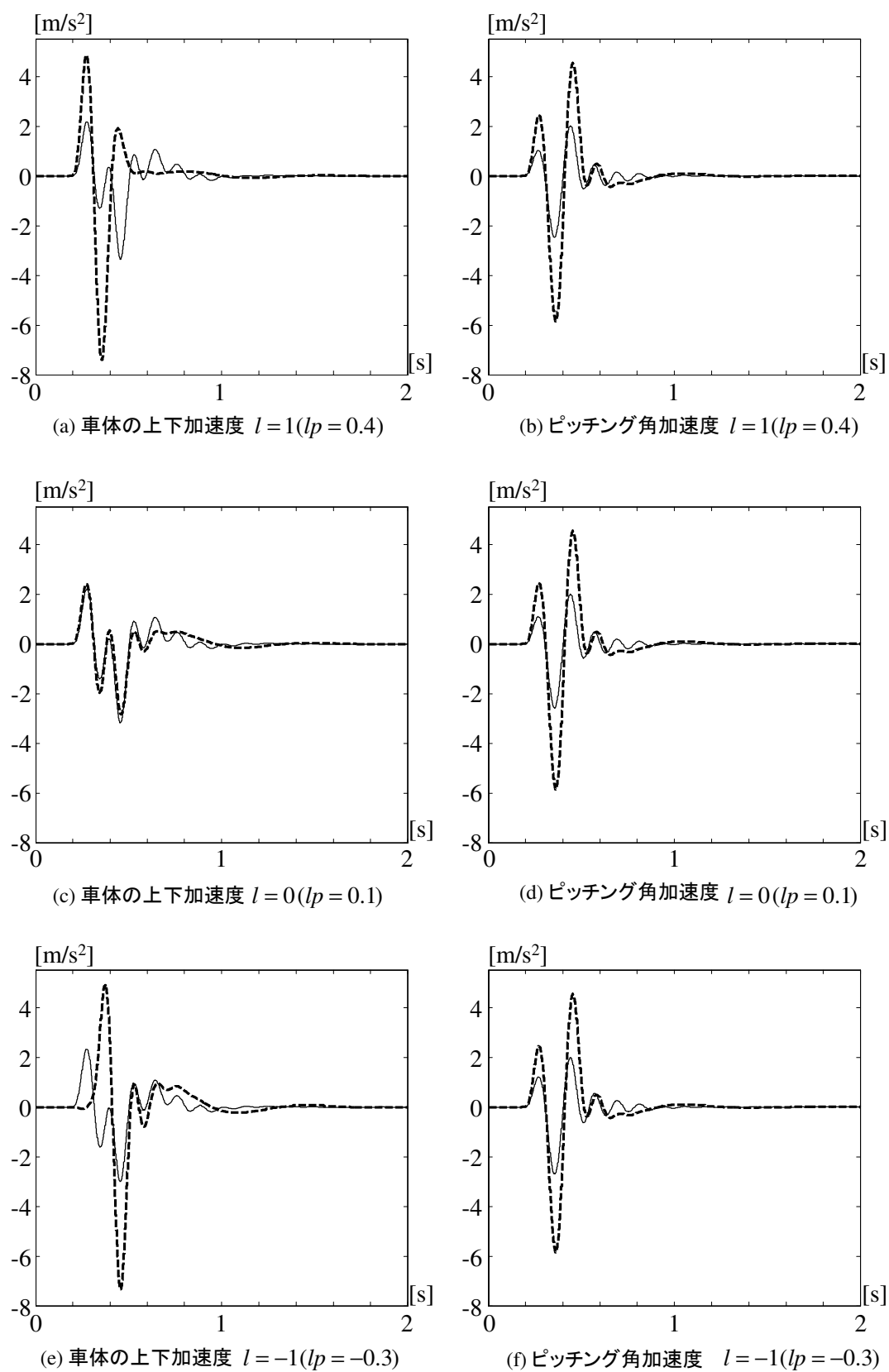


図 4-2-9 複合理想車両モデルとパッシブ車両との比較 (6 [Hz])

### 4.3 路面外乱加速度の推定値を用いた場合の複合理想車両モデルの性能

第3章に示した制御システム全体のブロック線図（図 3-3-2）に示すように，複合理想車両モデルの入力には路面外乱の加速度の推定値  $\hat{w}_a(t)$  を用いている．ここでは，推定器の推定性能に起因する複合理想車両モデルへの影響を検討する．

第3章で提案した推定器（3.3.2）により推定された  $\hat{w}_a(t)$  を用いた複合理想車両モデル

$$\begin{aligned} \dot{x}_m(t) = & \bar{\Gamma}x_m(t) + \bar{B}(\gamma_1 F_{m1}\Omega^{-1}(\ell_p, \ell_k)x_{m1}(t) + \gamma_2 F_{m2}\Omega^{-1}(\ell_p, -\ell_k)x_{m2}(t)) \\ & - D_w(\tilde{w}_a(t) + \ddot{w}(t)) - D_m\tilde{\Delta}(t) \end{aligned} \quad (4.3.1)$$

$$\dot{\tilde{\eta}}(t) = \alpha A_\eta \tilde{\eta}(t) - \alpha^{-1} B_\eta(t) \dot{w}_a(t) \quad (4.3.2)$$

における路面外乱速度から複合理想車両モデルの車体中心上下加速度までの伝達関数のゲイン曲線と，路面外乱加速度の推定値を用いない複合理想モデルのゲイン曲線を比較検討する．

路面外乱速度から車両の中心位置での上下方向加速度までのゲインを縦軸に，横軸に周波数をプロットした結果を図 4-3-1 に示す．赤線が状態推定器を用いない場合のゲイン線図を表し，青線が状態推定器を用いた場合のゲイン線図を表す．設計パラメータ  $\alpha$  の値を大きくしていくと，状態推定器の推定性能の改善と共に推定値を用いた場合のゲイン特性が改善され， $\alpha = 1000$  で推定値を用いる場合と用いない場合とのゲイン特性がほぼ一致する．

次に， $\alpha$  の値を決定するために次の数値シミュレーションを行った．人間が不快に感じる周波数 1～6[Hz] において  $\alpha$  の値を変化させ，状態推定を行っている場合の複合理想モデルと，状態推定が無い場合の複合理想モデルのゲインの誤差の最大値の変化を調べた結果を図 4-3-2 に示す．縦軸はゲインの差の最大値を表し，横軸が  $\alpha$  である．周波数 1～6[Hz] において，誤差の絶対値が状態推定器を用いない場合のゲインの最大値に対して 1% 以下であれば状態推定器の影響が軽微であるとする． $\alpha \geq 1000$  の時に誤差が 1% 以下となる．ここで，状態推定が無い場合の複合理想モデルのゲインの最小値が -3.6[dB]（周波数 5.3[Hz] 時）であるため，誤差の絶対値の 1% は 0.036[dB] としている．以上の結果より，設計パラメータ  $\alpha$  の値を  $\alpha = 1000$  とし，以降の解析ではこの値を用いる．

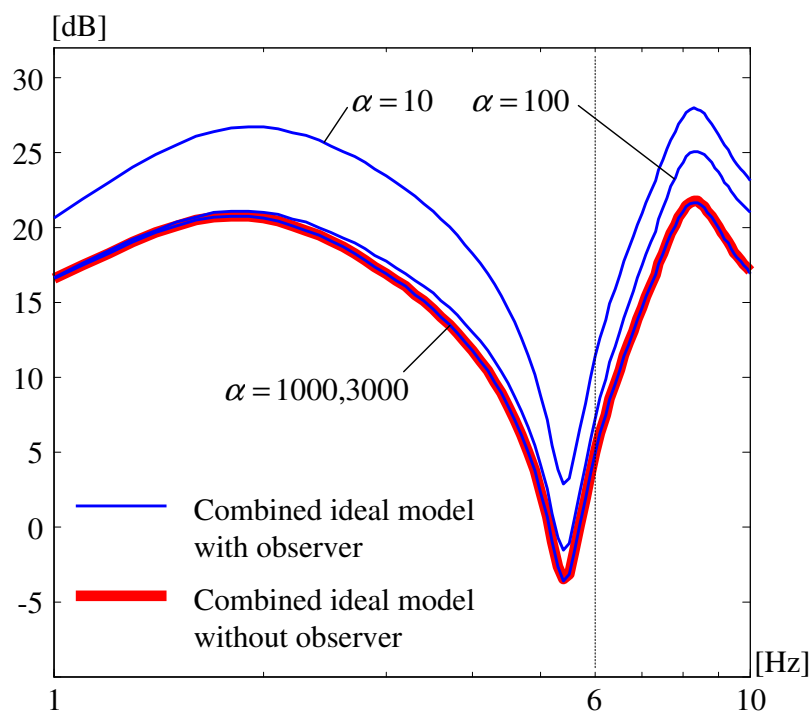


図 4-3-1 設計パラメータ  $\alpha$  が変化したときの車両のゲイン特性の変化.

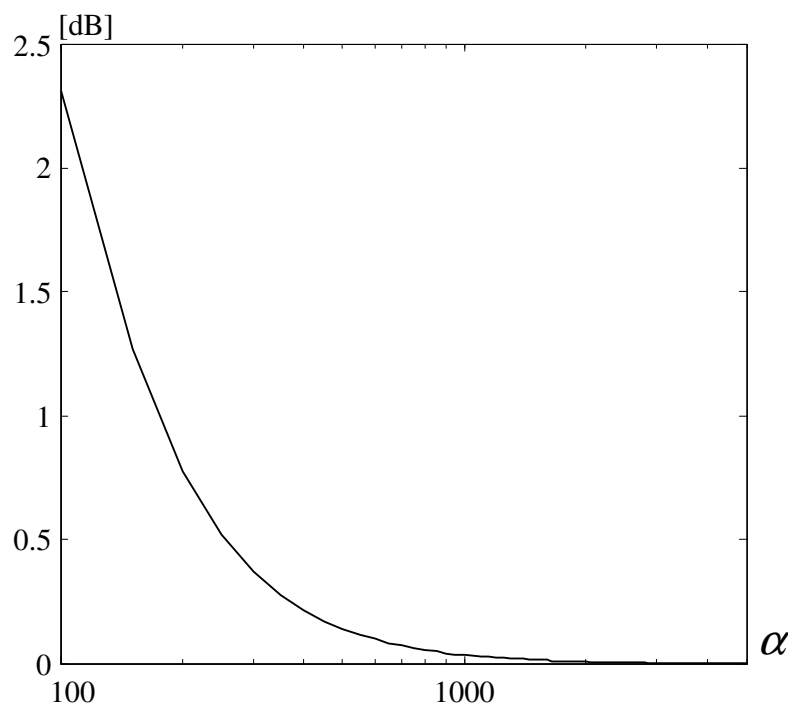


図 4-3-2 オブザーバの有無によるゲインの差の絶対値

## 4.4 アクティブサスペンションコントローラ

### 4.4.1 軌道追従誤差システムの導出

実際の車両の挙動を複合理想車両モデルの挙動に追従させることにより，制御目的が達成される．

そこで，ここでは，実際の車両と複合理想車両との軌道追従誤差システムを導出する．

まず，以下の追従誤差を定義する．

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_z(t) &= \mathbf{x}_z(t) - \mathbf{x}_{zm}(t) \\ \tilde{\mathbf{x}}_u(t) &= \mathbf{x}_u(t) - \mathbf{x}_{um}(t) \\ \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_z(t) &= \dot{\mathbf{x}}_z(t) - \dot{\mathbf{x}}_{zm}(t) \\ \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_u(t) &= \dot{\mathbf{x}}_u(t) - \dot{\mathbf{x}}_{um}(t) \\ \tilde{\mathbf{d}}(t) &= \mathbf{d}(t) - \mathbf{d}_m(t) \end{aligned} \right\} \quad (4.4.1)$$

ここで，式 (4.4.1)，および式 (2.3.1) より，以下の追従誤差システムが得られる．

$$\left. \begin{aligned} \ddot{\tilde{\mathbf{x}}}_z(t) &= \tilde{\mathbf{d}}(t), \\ \ddot{\tilde{\mathbf{d}}}(t) &= M^{-1}H^T(F\mathbf{x}(t) + \mathbf{u}_x(t)) - \ddot{\mathbf{d}}_m(t) \\ \ddot{\tilde{\mathbf{x}}}_u(t) &= -K_u\tilde{\mathbf{x}}_u(t) - M_u^{-1}(H^T)^{-1}M\tilde{\mathbf{d}}(t) + \Delta_u(t) \\ \Delta_u(t) &= \tilde{\Delta}(t) - M_u^{-1}(H^T)^{-1}M\tilde{\mathbf{d}}_m(t) \\ \tilde{\Delta}(t) &= M_u^{-1}(H^T)^{-1}\frac{\ell_p^2 - \ell_k^2}{2\ell_k}\overline{MD}\tilde{\mathbf{d}}_m(t) \end{aligned} \right\} \quad (4.4.2)$$

この誤差システムにおいて，制御入力  $\mathbf{u}_x(t)$  を用いて  $\tilde{\mathbf{x}}_z(t)$ ， $\tilde{\mathbf{d}}(t)$  を安定とできる追従コントローラを簡単に設計できる．しかし，このとき， $\tilde{\mathbf{x}}_u(t)$  に振動が発生するという問題がある．この問題を解決できるコントローラを設計するため，次に示す新しい信号を定義する．

$$\xi_0(t) = \tilde{\mathbf{x}}_z(t) - (M_u H)^{-1} \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{\beta}{(s + \alpha_u)} \mathcal{L}[\tilde{\mathbf{x}}_u(t)] \right] \quad (4.4.3)$$

ここで  $\alpha_u$  と  $\beta$  は設計パラメータである．式 (4.4.2)，式 (4.4.3) より，次に示す誤差信号を得る．

$$\left. \begin{aligned}
\mathcal{L}[\tilde{\mathbf{x}}_z(t)] &= \mathcal{L}[\boldsymbol{\xi}_0(t)] - \beta(M_u H)^{-1} A_u(s)^{-1} M_u^{-1} (H^T)^{-1} M \mathcal{L}[\boldsymbol{\mu}(t)] \\
&\quad + \beta(M_u H)^{-1} A_u(s)^{-1} \mathcal{L}[\boldsymbol{\Delta}_u(t)] \\
\mathcal{L}[\tilde{\mathbf{x}}_u(t)] &= A_u(s)^{-1} (s + \alpha) \mathcal{L}[\boldsymbol{\Delta}_u(t)] \\
&\quad - A_u(s)^{-1} (s + \alpha) M_u^{-1} (H^T)^{-1} M \mathcal{L}[\boldsymbol{\mu}(t)] \\
\mathcal{L}[\tilde{\mathbf{d}}(t)] &= \mathcal{L}[\boldsymbol{\mu}(t)] - \beta s^2 (M_u H)^{-1} A_u(s)^{-1} D_M \mathcal{L}[\boldsymbol{\mu}(t)] \\
&\quad + \beta s^2 (M_u H)^{-1} A_u(s)^{-1} \mathcal{L}[\boldsymbol{\Delta}_u(t)] \\
\boldsymbol{\mu}(t) &= \ddot{\boldsymbol{\xi}}_0(t) \\
A_u(s) &= (s + \alpha)(s^2 I_2 + K_u) + \beta s^2 ((M_u H)^T)^{-1} M (M_u H)^{-1}
\end{aligned} \right\} \quad (4.4.4)$$

式 (4.4.4) に示す誤差信号を安定的に小さな値に収束させるために，式 (4.4.3) に示す信号を用い，次の新しい誤差信号を導入する．

$$\boldsymbol{\xi}(t) = \boldsymbol{\xi}_0(t) + 2\dot{\boldsymbol{\xi}}_0(t) + \ddot{\boldsymbol{\xi}}_0(t) \quad (4.4.5)$$

ここで，誤差信号  $\boldsymbol{\xi}_0(t)$ ， $\dot{\boldsymbol{\xi}}_0(t)$ ， $\ddot{\boldsymbol{\xi}}_0(t)$  のノルムを安定化し，小さな値に収束させるロバストコントローラを開発すれば，式 (4.4.1) で与える追従誤差も小さくなる．

式 (4.4.1) ~ (4.4.4) を用いると，次の追従誤差システムを得る．

$$\left. \begin{aligned}
\dot{\boldsymbol{\xi}}(t) &= M^{-1} \left\{ H^T \mathbf{u}_x(t) + \Theta_m \boldsymbol{\omega}_m(t) + \Theta_\xi \boldsymbol{\xi}(t) + H_\xi \mathbf{x}_\xi(t) \right\} \\
\dot{\mathbf{x}}_\xi(t) &= J_\xi \mathbf{x}_\xi(t) + K_\xi \boldsymbol{\xi}(t), \quad J_\xi \in R^{10 \times 10}, \quad K_\xi \in R^{10 \times 2}, \quad \mathbf{x}_\xi(t) \in R^{10} \\
\Theta_m \boldsymbol{\omega}_m(t) &= H^T F \mathbf{x}_m(t) - H^T \mathbf{f}_m \\
&\quad + \mathcal{L}^{-1} \left[ \{ \beta(F_{H1} + sF_{H3} + s^2 F_{H5} - s^3 M)(M_u H)^{-1} \right. \\
&\quad \left. + (s + \alpha_u)(F_{H2} + sF_{H4}) \} A_u(s)^{-1} \boldsymbol{\Delta}_u(s) \right] \\
\Theta_\xi &= (2M + F_{H5} + D_M) \\
H_\xi \mathbf{x}_\xi(t) &= \mathcal{L}^{-1} [H_\xi \mathcal{L}[\mathbf{x}_\xi(t)]] = \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{1}{(s+1)^2} \sum_{i=1}^6 H_{\xi i}(s) \mathcal{L}[\boldsymbol{\xi}(t)] \right] \\
H_{\xi 1}(s) &= F_{H1} \\
H_{\xi 2}(s) &= (M + F_{H3})s \\
H_{\xi 3}(s) &= -(2s+1)(2M + F_{H5}) \\
H_{\xi 4}(s) &= -(s^2 F_{H1} + s^3 F_{H3} + s^4 F_{H5}) \beta (M_u H)^{-1} A_u(s)^{-1} D_M \\
H_{\xi 5}(s) &= -s^2 (s + \alpha_u) (F_{H2} + F_{H4} s) A_u(s)^{-1} D_M \\
H_{\xi 6}(s) &= M (M_u H)^{-1} A_u(s)^{-1} \left( \beta s^5 D_M - (s+1)^2 A_u(s) (M_u H) M^{-1} D_M \right) \\
\Theta_m &\in R^{2 \times 2}, \quad \Theta_\xi \in R^{2 \times 2}
\end{aligned} \right\} \quad (4.4.6)$$

行列  $\Theta_m, \Theta_\xi, H_\xi$  は未知のシステムパラメータ，実車両と理想車両とのシステムパラメータ誤差から構成される未知定数行列である．また， $J_\xi$  は， $(s+1)^2 \det[A_u(s)] = 0$  の根を固有値に持つ行列である．

ここで，多項式行列  $A_u(s)$  の行列式がフルヴィッツ多項式であり，誤差信号  $\xi(t)$  が安定であるとき，追従誤差 (4.4.1) は安定となる．特に， $\Delta_u(t)$  に含まれるシステムパラメータ誤差  $\tilde{K}_u = K_u - \bar{K}_u$ ， $\tilde{M} = M - \bar{M}$  が零の場合， $D\tilde{a}_m(t)$  が零となるように設計されているので，追従誤差のノルムが素早く小さくなるようにサスペンションコントローラを設計すれば，(4.4.1)，(4.4.2) で定義された追従誤差はほぼ零となり，実車両モデルは複合理想車両モデルに追従する．

#### 4.4.2 コントローラの開発

まず，多項式行列  $A_u(s)$  の行列式がフルビッツ多項式であることを以下の補題にて示す．次に，誤差信号  $\xi(t)$  が安定となるような新しいロバストコントローラを提案する． $\tilde{K}_u \neq O_2$ ， $\tilde{M}_u \neq O_2$  の場合の乗り心地特性に関しては，第4章第6節において数値シミュレーションを用いた検証を行う．

**補題** 任意の正の設計パラメータ  $\alpha_u$ ，正定行列  $M_b$ ，正定行列  $K_u$  に対し，多項式行列  $A_u(s)$  の行列式はフルヴィッツ多項式である．

**補題の証明**

次の式で表されるシステムを考える．

$$\left. \begin{aligned} \dot{z}(t) &= A_Z z(t), \quad z(t) = [z_1(t)^T, z_2(t)^T, z_3(t)^T]^T \\ A_Z &= \begin{bmatrix} O_2 & I_2 & O_2 \\ O_2 & O_2 & I_2 \\ -\alpha_u K_u & -K_u & -L_b \end{bmatrix} \\ L_b &= \alpha_u I_2 + M_b, \quad M_b = \beta((M_u H)^T)^{-1} M (M_u H)^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (4.4.7)$$

ここで，行列  $L_b$  は，正の設計パラメータ  $\alpha_u$  の値に関わらず正定である．もし，システム (4.4.7) が漸近安定であるならば，多項式  $A_u(s)$  はフルビッツ多項式となる．補題を証明するために， $\alpha_u > 0$ ，

$M > 0$  ,  $M_u > 0$  ,  $K_u > 0$  である場合 , システム (4.4.7) が漸近安定であることを示す . そのために , 式  $A_Z^T P_Z + P_Z A_Z = -Q$  で表される正定行列  $P_Z$  , および  $Q$  が存在することを示す .

行列  $P_Z$  を

$$P_Z = \left[ \begin{array}{ccc} (1 + \gamma_u \alpha_u) K_u & L_b + \frac{\gamma_u \alpha_u}{\delta} K_u & I_2 \\ L_b + \frac{\gamma_u \alpha_u}{\delta} K_u & \gamma_u (L_b + \frac{1}{\delta} K_u) & \gamma_u I_2 \\ I_2 & \gamma_u I_2 & \frac{\gamma_u}{\delta} I_2 \end{array} \right] \quad \delta = \alpha_u + 0.5 \lambda_{\min}[M_b] \quad (4.4.8)$$

$$\gamma_u > \max \left\{ \frac{\|L_b\|^2}{\lambda_{\min}[K_u] \lambda_{\min}[L_b]}, \frac{2\delta(2\|L_b\| + \lambda_{\min}[L_b]) + 2\|L_b\|^2}{\lambda_{\min}[K_u] \lambda_{\min}[M_b]}, \delta \frac{\|L_b\| + \sqrt{\|L_b\|^2 + \lambda_{\min}[K_u]}}{\lambda_{\min}[K_u] \lambda_{\min}[M_b]} \right\} \quad (4.4.9)$$

で与える . まず , 行列  $P_Z$  が正定行列であることを示す .

新しいベクトル  $\mathbf{y}(t) = [\|z_1(t)\|, \|z_2(t)\|, \|z_3(t)\|]^T$  を定義したとき ,

$$\gamma_u \alpha_u z_1^T K_u z_1 + 2 \frac{\alpha_u \gamma_u}{\delta} z_1^T K_u z_2 + \frac{\gamma_u}{\delta} z_2^T K_u z_2 \geq \frac{\gamma_u \alpha_u^2}{\delta} z_1^T K_u z_1 + 2 \frac{\alpha_u \gamma_u}{\delta} z_1^T K_u z_2 + \frac{\gamma_u}{\delta} z_2^T K_u z_2 \geq 0 \quad (4.4.10)$$

の関係より次式を得る .

$$\mathbf{z}(t)^T P_Z \mathbf{z}(t) \geq \mathbf{y}(t)^T \left[ \begin{array}{ccc} \lambda_{\min}[K_u] & -\|L_b\| & -1 \\ -\|L_b\| & \gamma_u \lambda_{\min}[L_b] & -\gamma_u \\ -1 & -\gamma_u & \frac{\gamma_u}{\delta} \end{array} \right] \mathbf{y}(t) \quad (4.4.11)$$

式 (4.4.9) より ,  $\gamma_u$  は次の関係式を満たす .

$$\gamma_u > \frac{\|L_b\|^2}{\lambda_{\min}[K_u] \lambda_{\min}[L_b]}, \text{ and } \gamma_u > \frac{2\delta(2\|L_b\| + \lambda_{\min}[L_b]) + 2\|L_b\|^2}{\lambda_{\min}[K_u] \lambda_{\min}[M_b]}, \quad (4.4.12)$$

関係式  $\lambda_{\min}[L_b] = \alpha_u + \lambda_{\min}[M_b]$  , および , 式 (4.4.9) より , 行列

$$\left[ \begin{array}{ccc} \lambda_{\min}[K_u] & -\|L_b\| & -1 \\ -\|L_b\| & \gamma_u \lambda_{\min}[L_b] & -\gamma_u \\ -1 & -\gamma_u & \frac{\gamma_u}{\delta} \end{array} \right] \quad (4.4.13)$$

の主座小行列式はすべて正であることが分かる . したがって , 行列  $P_Z$  は任意の  $\alpha_u > 0$  ,  $M_b$  ,  $K_u > 0$  に対して正定行列となる .

次に , 次式で定義する行列  $Q$  について考える .



$$\left. \begin{aligned} Q &= -A_Z^T P_Z - P_Z A_Z = \begin{bmatrix} 2\alpha_u K_u & O_2 & O_2 \\ O_2 & Q_{22} & -I_2 \\ O_2 & -I_2 & Q_{33} \end{bmatrix} \\ Q_{22} &= \frac{\gamma_u \lambda_{\min}[M_b]}{\delta} K_u - 2L_b \\ Q_{33} &= 2\gamma_u \left( \frac{1}{\delta} L_b - I_2 \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.4.14)$$

$K_u$  が正定行列であり,  $\alpha_u$  が正定値であることを考慮に入れれば, 行列  $Q$  の部分行列

$$Q_2 = \begin{bmatrix} Q_{22} & -I_2 \\ -I_2 & Q_{33} \end{bmatrix} \quad (4.4.15)$$

が正定行列となれば, 行列  $Q$  が正定行列となることが分かる. 以下に, 行列  $Q_2$  が正定行列となることを示す.

$\mathbf{x}_q(t) = [z_1(t), z_2(t)]^T$ ,  $\mathbf{y}_q(t) = [\|z_1(t)\|, \|z_2(t)\|]^T$  と定義したとき,

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_q(t) \begin{bmatrix} Q_{22} & -I_2 \\ -I_2 & Q_{33} \end{bmatrix} \mathbf{x}_q(t) &\leq \mathbf{y}_q(t)^T Q_z \mathbf{y}_q(t) \\ Q_z &= \begin{bmatrix} \frac{\gamma_u}{\delta} \lambda_{\min}[M_b] \lambda_{\min}[K_u] - 2\|L_b\| & -1 \\ -1 & \frac{\gamma_u}{\delta} \lambda_{\min}[M_b] \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (4.4.16)$$

を得る.  $\gamma_u$  が,

$$\gamma_u > \delta \frac{\|L_b\| + \sqrt{\|L_b\|^2 + \lambda_{\min}[K_u]}}{\lambda_{\min}[K_u] \lambda_{\min}[L_b]}, \quad \text{and} \quad \gamma_u > \frac{2\delta\|L_b\|}{\lambda_{\min}[K_u] \lambda_{\min}[M_b]} \quad (4.4.17)$$

の関係を満足することにより, 行列  $Q_z$  の主座小行列式が全て正となることが分かる. このことより, 行列  $Q$  が任意の  $\alpha_u > 0$ ,  $M_b$ ,  $K_u > 0$  に対して正定行列となることが分かる.

以上より, 任意の  $\alpha_u > 0$ ,  $M_b$ ,  $K_u > 0$  に対して,  $A_Z^T P_Z + P_Z A_Z = -Q$  を満足する正定行列  $P_z$ ,  $Q$  が存在することが分かる.

(証明終)

式 (4.4.5) の追従誤差システムを安定化し, 追従誤差ノルムを小さくする次式のサスペンションコ

ントローラを提案する．

$$\left. \begin{aligned}
 u(t) &= \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{1}{s+1} \mathcal{L}[u_x(t)] \right] \\
 &= -(H^T)^{-1} (\gamma I_2 + \bar{\Theta}_\xi) \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{2s}{s+1} \mathcal{L}[\tilde{x}_z(t)] - \frac{s}{s+1} (M_u H)^{-1} \frac{\beta s}{s + \alpha_u} \mathcal{L}[\tilde{x}_u(t)] \right] \\
 &\quad + u_2(t) \\
 \dot{u}_2(t) &= -u_2(t) \\
 &\quad - (H^T)^{-1} \mathcal{L}^{-1} \left[ (\gamma I_2 + \bar{\Theta}_\xi) \left( \mathcal{L}[\xi_0(t)] + \mathcal{L}[\tilde{d}(t)] - 2(M_u H)^{-1} \frac{\beta s}{s + \alpha_u} \mathcal{L}[\tilde{x}_u(t)] \right) \right. \\
 &\quad \left. + \bar{\Theta}_m \mathcal{L}[\omega_m(t)] \right]
 \end{aligned} \right\} \quad (4.4.18)$$

行列  $\bullet$  は，行列  $\bullet$  の各要素がノミナル値である既知行列を表し，設計パラメータ  $\gamma$  は追従性能を改善するために導入している．ここで，提案するアクティブサスペンションコントローラでは，従来法では必要であった車体と路面との距離の変化  $\dot{x}_z(t)$ ，ならびにタイヤ撓み速度  $\dot{x}_u(t)$  を用いていない．このことにより，本提案コントローラでは，これらの信号の推定を必要としない．

アクティブサスペンションコントローラを (4.4.18) で構成したとき，入力  $u_x(t)$  は，

$$u_x(t) = -(H^T)^{-1} \left\{ \gamma \xi(t) + \bar{\Theta}_m \omega_m(t) + \bar{\Theta}_\xi \xi(t) \right\} \quad (4.4.19)$$

と表現される．

#### 4.4.3 ロバスト追従コントローラの安定性と制御性能

コントローラ (4.4.18) を用いた閉ループシステムにおいて，以下の定理が成り立つ．

**定理 2** 設計パラメータ  $\gamma$  が

$$\left. \begin{aligned}
 2\gamma - \lambda_{\max}[M] \bar{\rho}_{\xi 1} &> 0 \\
 \bar{\rho}_{\xi 1} &= 1 + \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|H_\xi\|^2 + 2\|\bar{\Theta}_\xi\| \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 + \|P_\xi\|^2 \|K_\xi\|^2 M^{-\frac{1}{2}}\|^2
 \end{aligned} \right\} \quad (4.4.20)$$

を満足するならば，コントローラ (4.4.18) を用いた追従誤差システムは安定になる．

**定理 2 の証明**

誤差信号  $\xi(t)$  の安定性を調べるために，以下の正定値関数  $V(t)$  を設定し，その微分値を調べる．

$$\left. \begin{aligned}
 V(t) &= V_1(t) + V_2(t) \\
 V_1(t) &= \xi(t)^T M \xi(t), \quad V_2(t) = x_\xi(t)^T P_\xi x_\xi(t)
 \end{aligned} \right\} \quad (4.4.21)$$

ここで，行列  $P_\xi$  は，以下のリアプノフ方程式を満足する正定行列解である．

$$J_\xi^T P_\xi + P_\xi J_\xi = -3I_{10} \quad (4.4.22)$$

正定値関数 (4.4.21) を微分すれば，

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}(t) &= 2\xi(t)^T M \dot{\xi}(t) + 2\mathbf{x}_\xi(t)^T P_\xi \dot{\mathbf{x}}_\xi(t) \\ &= -2\gamma \xi(t)^T \xi(t) + 2\xi(t)^T \tilde{\Theta}_m \omega_m(t) + 2\xi(t)^T \tilde{\Theta}_\xi \xi(t) + 2\xi(t)^T H_\xi \mathbf{x}_\xi(t) \\ &\quad + \mathbf{x}_\xi(t)^T (J_\xi^T P_\xi + P_\xi J_\xi) \mathbf{x}_\xi(t) + 2\mathbf{x}_\xi(t)^T P_\xi K_\xi \xi(t) \end{aligned} \right\} \quad (4.4.23)$$

を得る．ここで，以下の関係 (4.4.24) を用いると，

$$\left. \begin{aligned} -2\gamma \xi(t)^T \xi(t) &\leq -2\gamma \frac{1}{\lambda_{\max}[M]} \xi(t)^T M \xi(t) \\ 2\xi(t)^T \tilde{\Theta}_m \omega_m(t) &= 2\xi(t)^T M^{\frac{1}{2}} M^{-\frac{1}{2}} \tilde{\Theta}_m \omega_m(t) \leq \xi(t)^T M \xi(t) + \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|\tilde{\Theta}_m\|^2 \|\omega_m(t)\|^2 \\ 2\xi(t)^T \tilde{\Theta}_\xi \xi(t) &= 2\xi(t)^T M^{\frac{1}{2}} M^{-\frac{1}{2}} \tilde{\Theta}_\xi M^{-\frac{1}{2}} M^{\frac{1}{2}} \xi(t) \leq 2\|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|\tilde{\Theta}_\xi\| \|\xi(t)\|^2 \\ 2\xi(t)^T H_\xi \mathbf{x}_\xi(t) &= 2\xi(t)^T M^{\frac{1}{2}} M^{-\frac{1}{2}} H_\xi \mathbf{x}_\xi(t) \leq \|H_\xi\|^2 \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \xi(t)^T M \xi(t) + \|\mathbf{x}_\xi(t)\|^2 \\ 2\mathbf{x}_\xi(t)^T P_\xi K_\xi \xi(t) &= 2\mathbf{x}_\xi(t)^T P_\xi K_\xi M^{-\frac{1}{2}} M^{\frac{1}{2}} \xi(t) \\ &\leq \|\mathbf{x}_\xi(t)\|^2 + \|P_\xi\|^2 \|K_\xi\|^2 \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \xi(t)^T M \xi(t) \\ -\mathbf{x}_\xi(t)^T \mathbf{x}_\xi(t) &\leq -\frac{1}{\lambda_{\max}[P_\xi]} \mathbf{x}_\xi(t)^T P_\xi \mathbf{x}_\xi(t) \end{aligned} \right\} \quad (4.4.24)$$

式 (4.4.23) より，以下の式が得られる．

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}(t) &\leq -\left\{ \frac{2\gamma}{\lambda_{\max}[M]} - \bar{\rho}_{\xi 1} \right\} V_1(t) - \frac{1}{\lambda_{\max}[P_\xi]} V_2(t) + \bar{\rho}_{\xi 2} \\ \bar{\rho}_{\xi 2} &= \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|\tilde{\Theta}_m\|^2 \|\omega_m(t)\|^2 \end{aligned} \right\} \quad (4.4.25)$$

式 (4.4.20) より， $2\gamma - \lambda_{\max}[M] \bar{\rho}_{\xi 1} > 0$  であるので，次式を得る．

$$\left. \begin{aligned} V(t) &\leq e^{-\delta t} V_\xi(0) + \frac{\bar{\rho}_{\xi 2}}{\delta} \\ \delta &= \min \left\{ \frac{2\gamma}{\lambda_{\max}[M]} - \bar{\rho}_{\xi 1}, \frac{1}{\lambda_{\max}[P_\xi]} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (4.4.26)$$

以上より，追従誤差システム (4.4.5) は安定となることが示される．

(証明終)

定理 2 によりシステムの安定性は示されたが，システムの制御性能の解析が示されていない．制御性能を詳しく調べるため，次の系を示す．

系 1 コントローラ (4.4.18) を用いて制御されたアクティブサスペンションシステムにおいて，設計パラメータ  $\gamma$  が式 (4.4.20) を満足しているものとする．このとき，次の不等式が成り立つ．

$$\|\xi(t)\|^2 \leq \frac{\lambda_{\max}[M] \bar{\rho}_{\xi 4}}{(2\gamma - \lambda_{\max}[M] \bar{\rho}_{\xi 3}) \lambda_{\min}[M]} \quad (4.4.27)$$

ここで， $\bar{\rho}_{\xi i}, i = 1, 3, 4$  は， $\gamma$  に無関係の正の定数である．

系 1 の証明

新しい正定値関数  $V_{\xi}(t)$  を，

$$V_{\xi}(t) = \xi(t)^T M \xi(t) \quad (4.4.28)$$

とおく．式 (4.4.25) の導出と同様の解析を用いることにより次式を得る．

$$\dot{V}_{\xi}(t) \leq -\left\{ \frac{2\gamma}{\lambda_{\max}[M]} - \bar{\rho}_{\xi 3} \right\} V_{\xi}(t) + \bar{\rho}_{\xi 4} \quad (4.4.29)$$

ここで， $\bar{\rho}_{\xi 3}, \bar{\rho}_{\xi 4}$  は，

$$\left. \begin{aligned} 1 + \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|H_{\xi}\|^2 + 2\|\tilde{\Theta}_{\xi}\| \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 &= \bar{\rho}_{\xi 3} \\ \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|\tilde{\Theta}_m\|^2 \|\omega_m(t)\|^2 + \|x_{\xi}(t)\|^2 &\leq \bar{\rho}_{\xi 4} \end{aligned} \right\} \quad (4.4.30)$$

を満足する  $\alpha$  に無関係に定まる正定値である．なお，式 (4.4.20) より， $2\gamma - \lambda_{\max}[M] \bar{\rho}_{\xi 1} > 0$  となるので，

$$V_{\xi}(t) \leq e^{-\left\{ \frac{2\gamma}{\lambda_{\max}[M]} - \bar{\rho}_{\xi 3} \right\} t} V_{\xi}(0) + \frac{\bar{\rho}_{\xi 4}}{\frac{2\gamma}{\lambda_{\max}[M]} - \bar{\rho}_{\xi 3}} \quad (4.4.31)$$

の関係をj得る．ここで，仮定 A5 より車両の初期状態は零となるので  $V_{\xi}(0) = 0$  を代入すると，

$$V_{\xi}(t) \leq \frac{\bar{\rho}_{\xi 4}}{\frac{2\gamma}{\lambda_{\max}[M]} - \bar{\rho}_{\xi 3}} \quad (4.4.32)$$

が得られる．ここで，

$$\lambda_{\min}[M]\xi(t)^T\xi(t) = \lambda_{\min}[M]\|\xi(t)\|^2 \leq V_{\xi}(t) \quad (4.4.33)$$

の関係より，式 (4.4.27) を得ることができる．

(証明終)

系 1 より，以下の結論を得る．

**R2** 車両のシステムパラメータが変動したとしても，サスペンションシステムは安定であり，設

計パラメータ  $\gamma$  を用いて追従誤差  $\|\xi(t)\|$  の追従性能を改善できる．

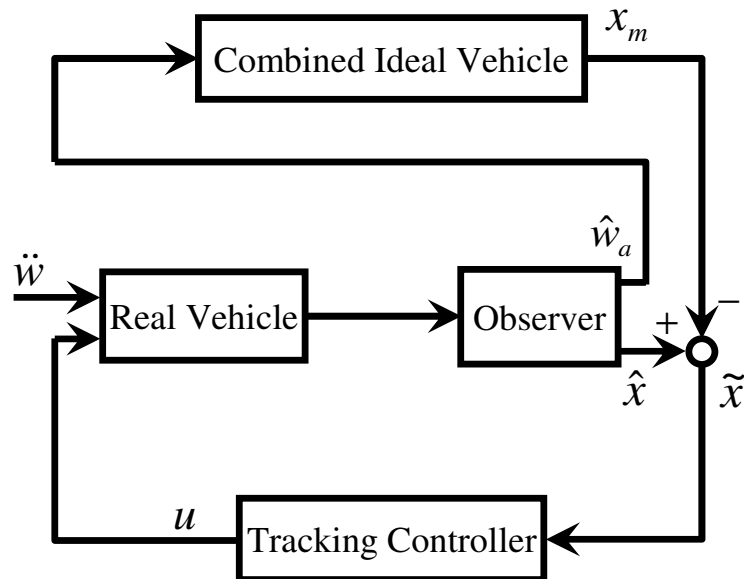


図 4-5-1 制御システムのブロック線図.

## 4.5 数値シミュレーションを用いた制御性能の検証

設計したアクティブサスペンションコントローラを用いた制御システムのブロック線図を図 4-5-1 に示す．コントローラの性能を検証するために，指定位置  $l = -1$  ( $l_p = -0.3$ )， $l = 0$  ( $l_p = 0.1$ )， $l = 1$  ( $l_p = 0.4$ ) における車両の最大ゲイン線図を調べた．車両のパラメータは，表 1 (第 2 章 第 3 節) に示された値を用い，複合理想車両モデルは，第 4 章 第 2 節で設計したモデルを用いる．設計パラメータを  $\alpha = 1000$ ， $\alpha_u = 10$ ， $\beta = 10$  とした場合において，コントローラゲイン  $\gamma$  を， $\gamma = 3 \times 10^5, 3 \times 10^6, 3 \times 10^7, 3 \times 10^8$  と変化させたときの最大ゲイン線図を図 4-5-2 に示す．横軸が車体上の位置，縦軸が車体上の各位置におけるゲインの最大値を表す．破線，赤い実線，黒い実線は，それぞれパッシブ車両，複合理想車両モデル，車両の最大ゲイン線図を示している．

図より，コントローラゲイン  $\gamma$  を増加させると，制御された車両の特性が複合理想車両モデルの特性に近付くことがわかる． $\gamma = 3 \times 10^7$  以上では，制御された車両の特性が複合理想車両モデルとほぼ一致し，優れた制御性能が得られていることが分かる．

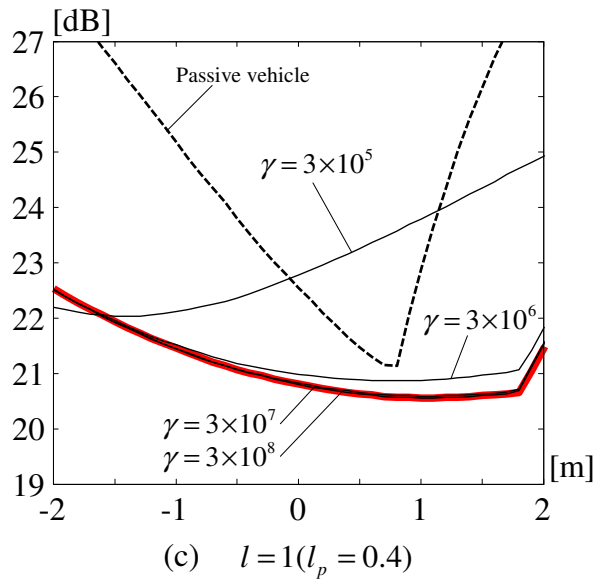
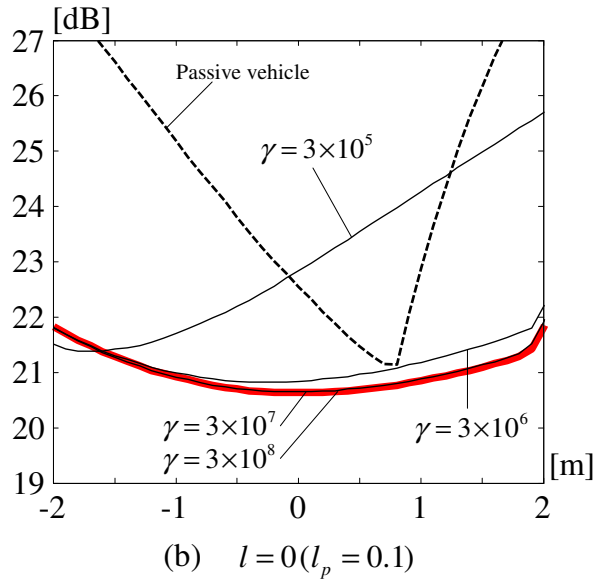
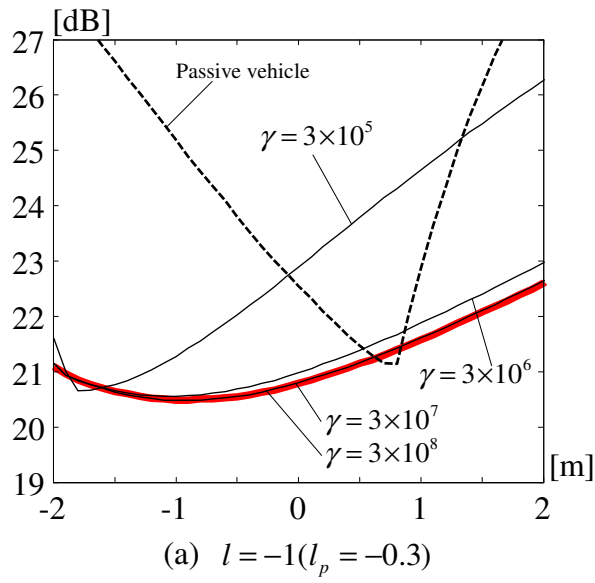


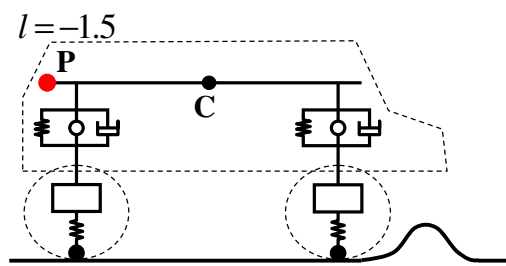
図 4-5-2 制御システムのゲイン特性の変化.

次に，設計したコントローラを用い，図 3-4-1 に示した路面外乱を  $v = 100 \times 1000/3600[\text{m/s}]$  で走行した場合の車体の上下方向加速度の時間応答を数値シミュレーションにて調べた．車体上の指定位置は， $l = \pm 1.5, \pm 1, \pm 0.5, 0[\text{m}]$  とした（図 4-5-3(a)～4-5-9(a)）．車両のパラメータは，表 1（第 2 章第 3 節）に示された値を用い，複合理想車両モデルは，第 4 章第 2 節で設計したモデルを用いる．設計パラメータは， $\alpha = 1000$ ， $\alpha_u = 10$ ， $\beta = 10$ ， $\gamma = 3 \times 10^7$  とした．得られた結果を図 4-5-3～4-5-9 に示す．横軸は時間，縦軸は車両の上下方向加速度を表す．点線はパッシブ車両の応答を表し，実線は制御された車両の応答を表す．

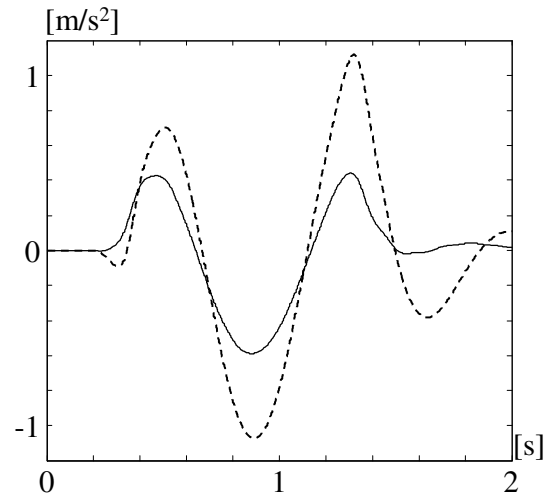
図 4-5-3～4-5-9 より，指定位置  $l = \pm 1.5, \pm 1, \pm 0.5[\text{m}]$  において，パッシブ車両より制御された車両の方が上下方向加速度が抑制され，乗り心地が改善されていることが分かる．指定位置を車体中心  $l = 0[\text{m}]$  とした場合，路面外乱の周波数が 3, 6[Hz] のとき，第 4 章第 2 節の図 4-2-5(c)～4-2-7(c) で示した結果から予想されるとおり，制御された車両とパッシブ車両の上下方向加速度はほぼ同じ値である．しかし，車体の上下加速度が零になるまでの収束時間は制御された車両の方が速い．

以上の結果より，乗り心地を改善したい車体上の指定を設計パラメータ  $l_p$  の値を変えることにより，指定位置における乗り心地性能を良好にすることができるとわかる．

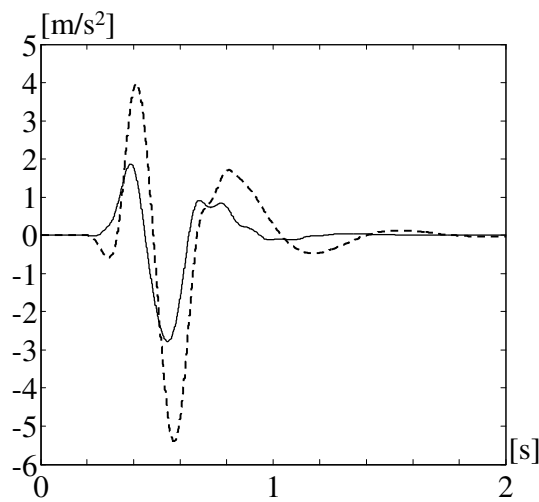




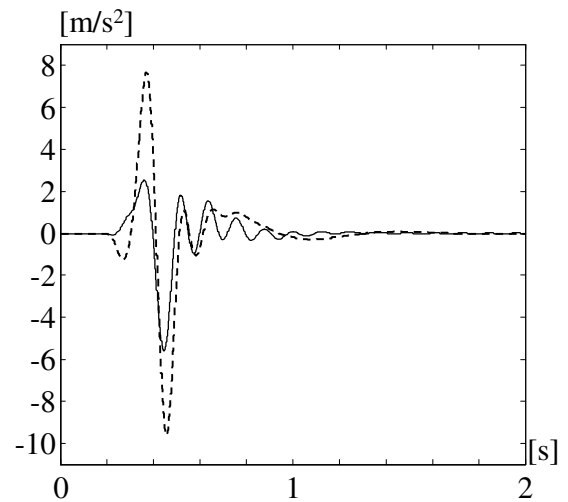
(a) 車体上の指定位置



(b) 路面外乱が1 [Hz]の場合

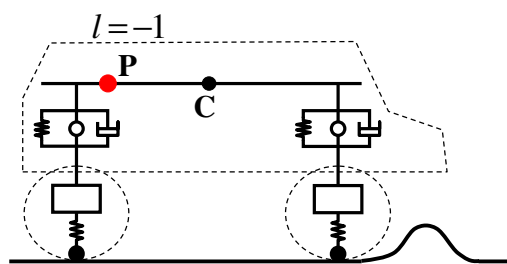


(c) 路面外乱が3 [Hz]の場合

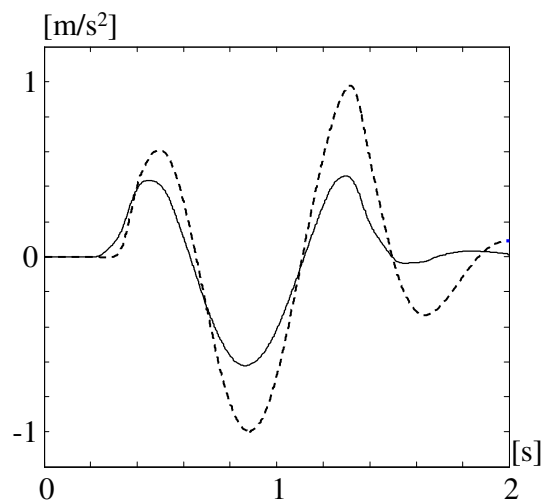


(d) 路面外乱が6 [Hz]の場合

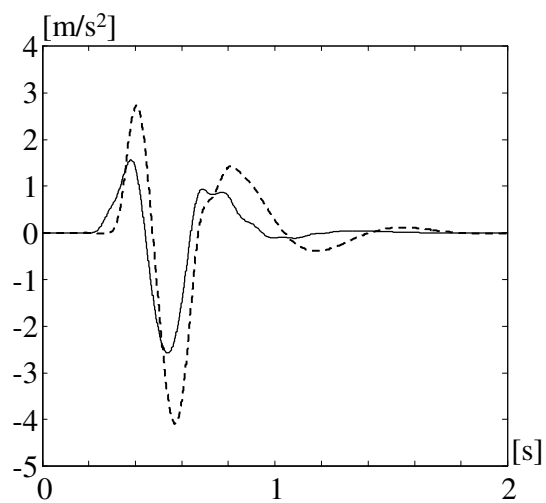
図 4-5-3 点 P ( $l = -1.5[\text{m}]$ ) における上下方向加速度の応答.



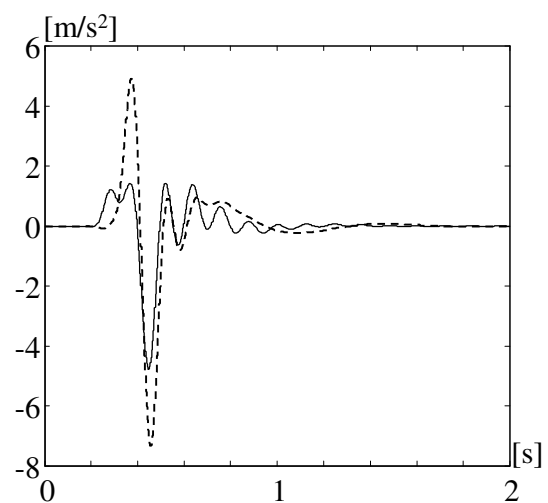
(a) 車体上の指定位置



(b) 路面外乱が1 [Hz]の場合

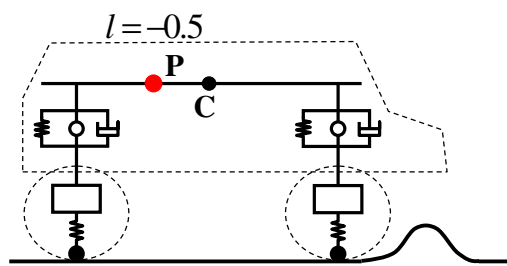


(c) 路面外乱が3 [Hz]の場合

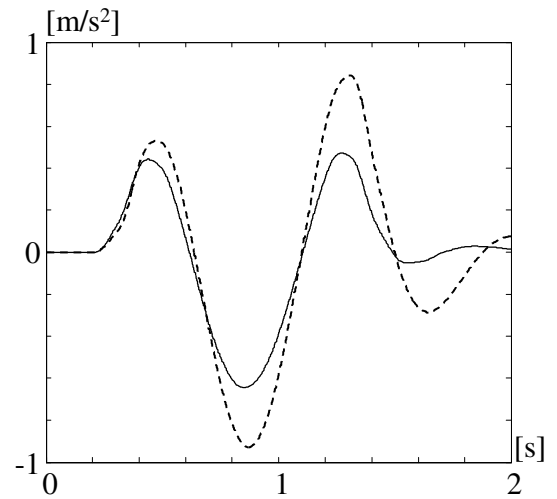


(d) 路面外乱が6 [Hz]の場合

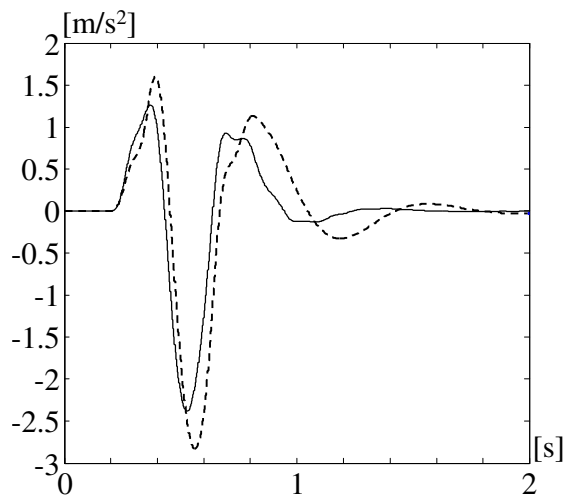
図 4-5-4 点 P ( $l = -1$ [m]) における上下方向加速度の応答.



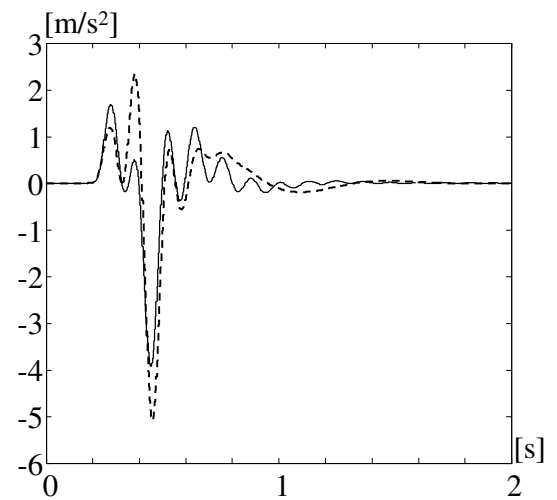
(a) 車体上の指定位置



(b) 路面外乱が1 [Hz]の場合

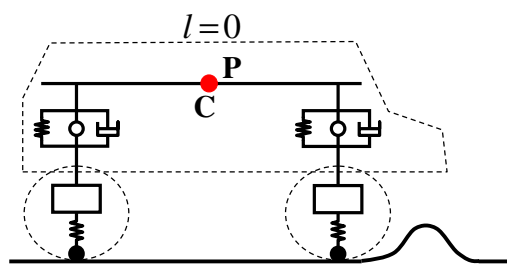


(c) 路面外乱が3 [Hz]の場合

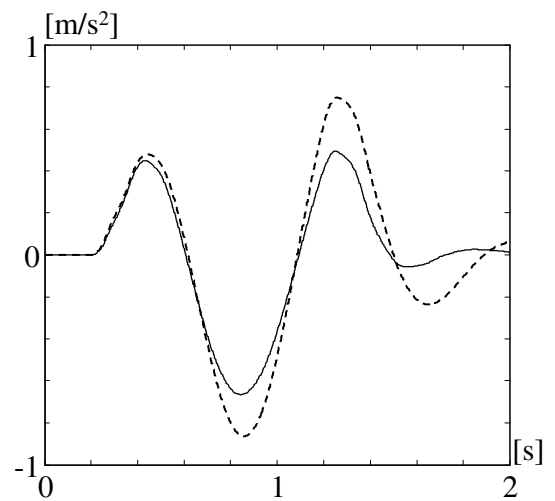


(d) 路面外乱が6 [Hz]の場合

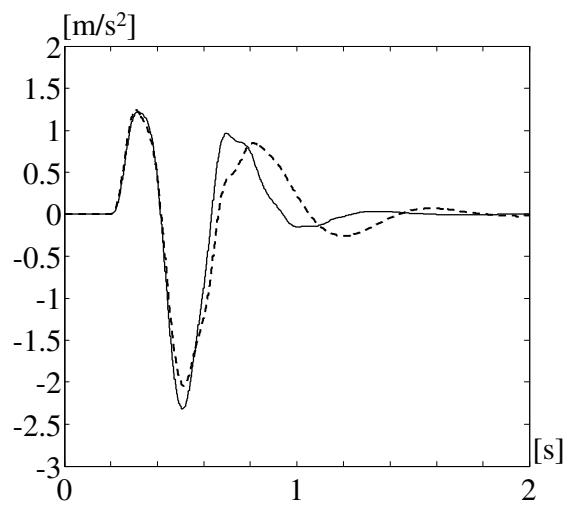
図 4-5-5 点 P ( $l = -0.5[\text{m}]$ ) における上下方向加速度の応答.



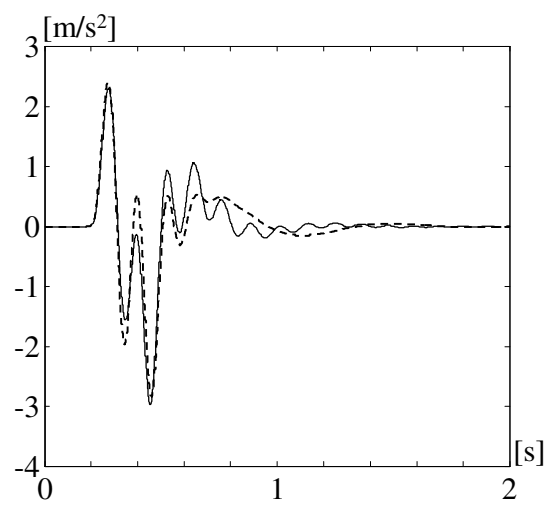
(a) 車体上の指定位置



(b) 路面外乱が1 [Hz]の場合

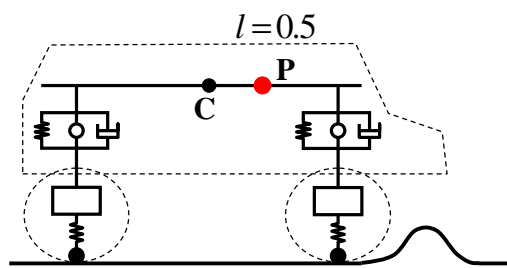


(c) 路面外乱が3 [Hz]の場合

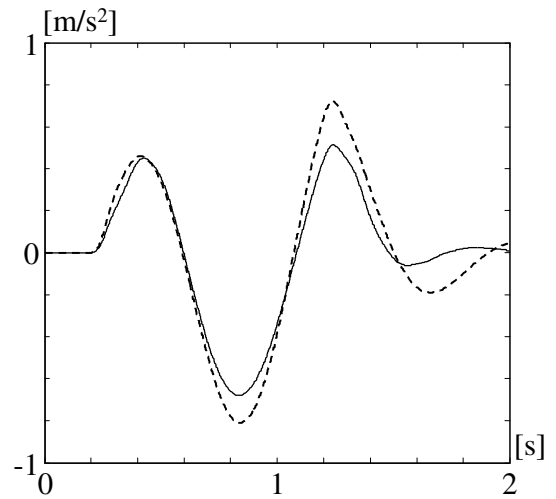


(d) 路面外乱が6 [Hz]の場合

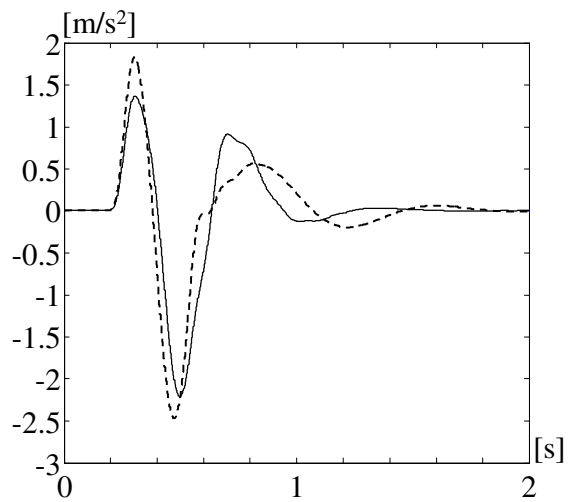
図 4-5-6 点 P ( $l = 0[\text{m}]$ ) における上下方向加速度の応答.



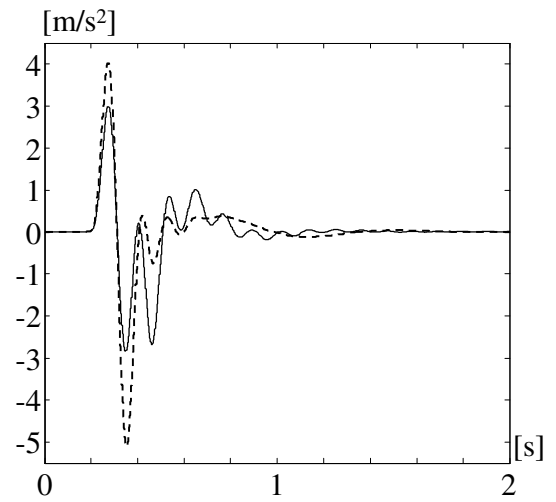
(a) 車体上の指定位置



(b) 路面外乱が1 [Hz]の場合

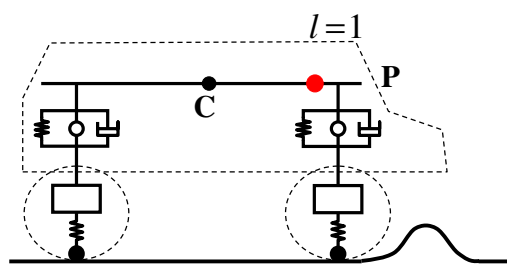


(c) 路面外乱が3 [Hz]の場合

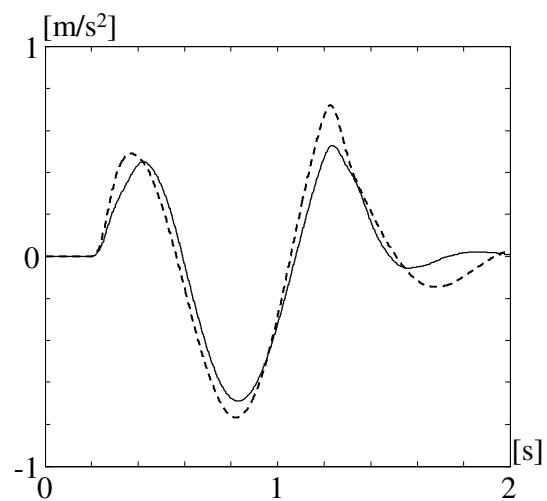


(d) 路面外乱が6 [Hz]の場合

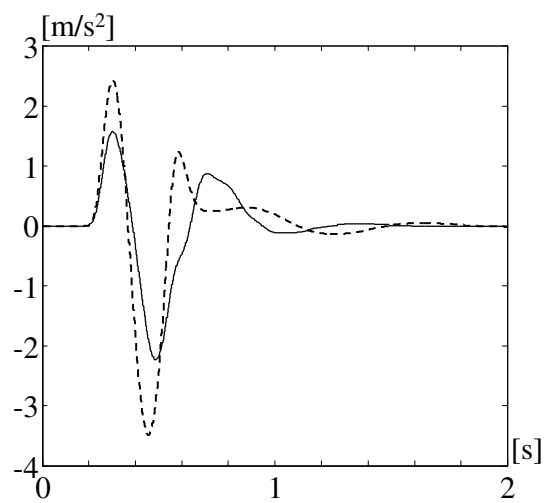
図 4-5-7 点 P ( $l = 0.5[m]$ ) における上下方向加速度の応答.



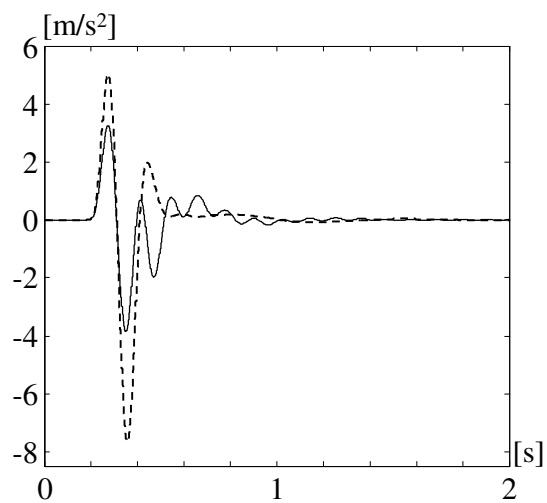
(a) 車体上の指定位置



(b) 路面外乱が1 [Hz]の場合

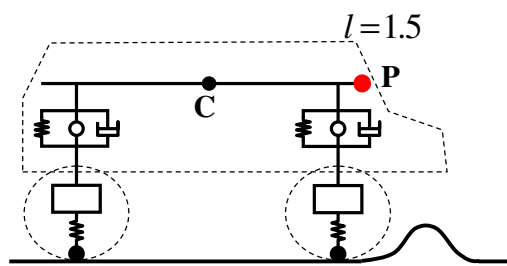


(c) 路面外乱が3 [Hz]の場合

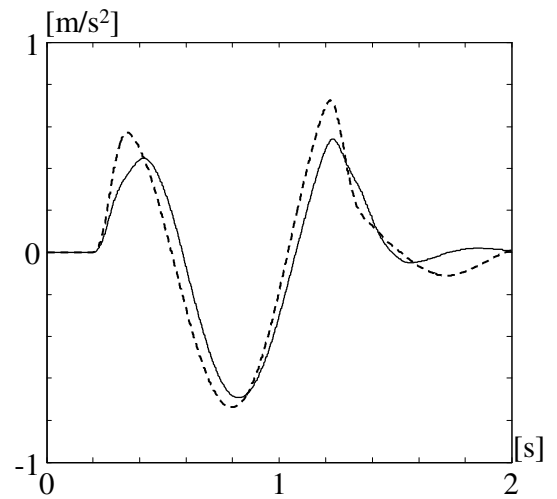


(d) 路面外乱が6 [Hz]の場合

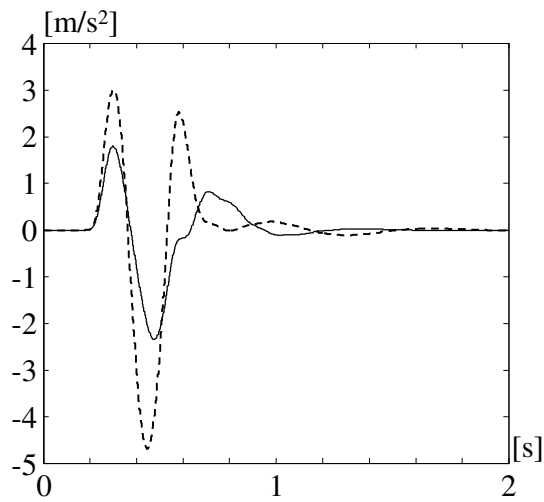
図 4-5-8 点 P ( $l = 1$ [m]) における上下方向加速度の応答.



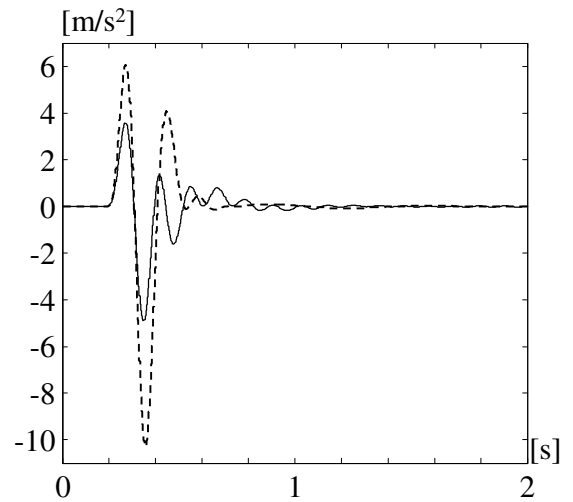
(a) 車体上の指定位置



(b) 路面外乱が1 [Hz]の場合



(c) 路面外乱が3 [Hz]の場合



(d) 路面外乱が6 [Hz]の場合

図 4-5-9 点 P ( $l = 1.5[\text{m}]$ ) における上下方向加速度の応答.

## 4.6 システムパラメータ変動に対するロバスト性能の検証

車両のシステムパラメータの未知変動に対する制御システムのロバスト性を示すために、数値シミュレーションを行った。設計パラメータは、 $\alpha = 1000$ ,  $\alpha_u = 10$ ,  $\beta = 10$ ,  $\gamma = 3 \times 10^7$  とし、車体上の指定位置  $l = -1(l_p = -0.3)$ ,  $0(l_p = 0.1)$ ,  $1(l_p = 0.4)$  [m] において、サスペンションのバネ剛性  $K$ , ダンパの減衰特性  $C$ , 車両重量  $M$ , 慣性モーメント  $i_c$ , 重心位置  $h$  を変化させた場合の制御車両の最大ゲイン線図の変化を調べた。 $K, C, M, i_c, h$  のノミナル値を、0.8 倍した場合の最大ゲイン線図を細線に、等倍の場合の最大ゲイン線図を中線に、1.2 倍した場合の最大ゲイン線図を太線で示す。

車両重量  $M$  を  $M = (0.8\overline{M}, \overline{M}, 1.2\overline{M})$  と変化させた場合の制御車両の最大ゲイン線図を図 4-6-1 に示す。図より、指定位置  $l = 1(l_p = 0.4)$  [m] とした場合、車体重量が重いほど最大ゲインの値が低下し乗り心地性能が向上する傾向を示すが、約 0.1 [dB] の変化であるため、乗り心地性能への影響は軽微であることがわかる。また、指定位置  $l = -1(l_p = -0.3)$ ,  $0(l_p = 0.1)$  とした場合、最大ゲイン線図の変化が小さく、乗り心地性能への影響が軽微であることがわかる。この結果より、車両重量  $M$  の変化が制御車両のゲイン特性へ与える影響は軽微であることが分かる。

慣性モーメント  $i_c$  を  $i_c = (0.8\overline{i_c}, \overline{i_c}, 1.2\overline{i_c})$  と変化させた場合の制御車両の最大ゲイン線図を図 4-6-2 に示す。図より、指定位置  $l = 0(l_p = 0.1)$ ,  $1(l_p = 0.4)$  [m] とした場合、車体重量が重いほど最大ゲインの値が増加する傾向を示すが、0.1 [dB] 以下の変化であるため、乗り心地性能への影響は軽微であることがわかる。また、指定位置  $l = -1(l_p = -0.3)$  とした場合、車体重量が重いほど最大ゲインの値が低下し乗り心地性能が向上する傾向を示すが、0.1 [dB] 以下の変化であるため、最大ゲイン線図の変化が小さく、乗り心地性能への影響が軽微であることがわかる。この結果より、慣性モーメント  $i_c$  の変化が制御車両のゲイン特性へ与える影響は軽微であることが分かる。

図 4-6-3, および図 4-6-4 より、サスペンションのバネ剛性  $K$ , およびダンパの減衰特性  $C$  を  $K = (0.8\overline{K}, \overline{K}, 1.2\overline{K})$ , および  $C = (0.8\overline{C}, \overline{C}, 1.2\overline{C})$  と変化させた場合、ゲイン特性はほとんど変化しない。したがって、サスペンションのバネ剛性  $K$ , およびダンパの減衰特性  $C$  の変化は、制御車両のゲイン特性に影響が無い。



重心位置  $h$  を  $h = (\bar{h} - 0.1, \bar{h}, \bar{h} + 0.1)$  と変化させた場合の制御車両の最大ゲイン線図を図 4-6-5 に示す． $(\bar{h} - 0.1)$  ,  $(\bar{h})$  ,  $(\bar{h} + 0.1)$  の場合をそれぞれ細線，中線，太線で示す．指定位置を  $l = 1(l_p = 0.4)$  , および  $l = -1(l_p = -0.3)[\text{m}]$  とした場合，車体上の位置が  $-2[\text{m}]$  近傍でゲイン特性の変化が大きくなるが，一般的な車両における搭乗者の着座位置は  $\pm 1.5[\text{m}]$  以内であるため，影響はないと考えられる．したがって，重心位置  $h$  の変化は，制御車両のゲイン特性に与える影響は軽微である．

これらの結果を基に，乗り心地性能の悪化が懸念される組合せ ( $M = 0.8\bar{M}$ ,  $i_c = 1.2\bar{i}_c$ ,  $h = \bar{h} - 0.3$ ) とした場合の制御車両の最大ゲイン線図を図 4-6-6 に示す．太線がシステムパラメータを変化させた場合の制御車両，細線がノミナル車両を表す．図 4-6-6 より，指定位置  $l = 1(l_p = 0.4)[\text{m}]$  とした場合，最大ゲインの値が増加するが，約  $0.5[\text{dB}]$  の差であるため，影響は軽微である．また， $l = -1(l_p = -0.3)$ ,  $0(l_p = 0.1)$  とした場合，最大ゲインの値が変化するが， $0.1[\text{dB}]$  以下の変化であるため影響は軽微である．

以上の結果より，開発した制御システムは，サスペンションのバネ剛性  $K$ ，ダンパの減衰特性  $C$ ，車両重量  $M$ ，慣性モーメント  $i_c$ ，重心位置  $h$  の未知変動に対し，強いロバスト性を持つことが分かる．

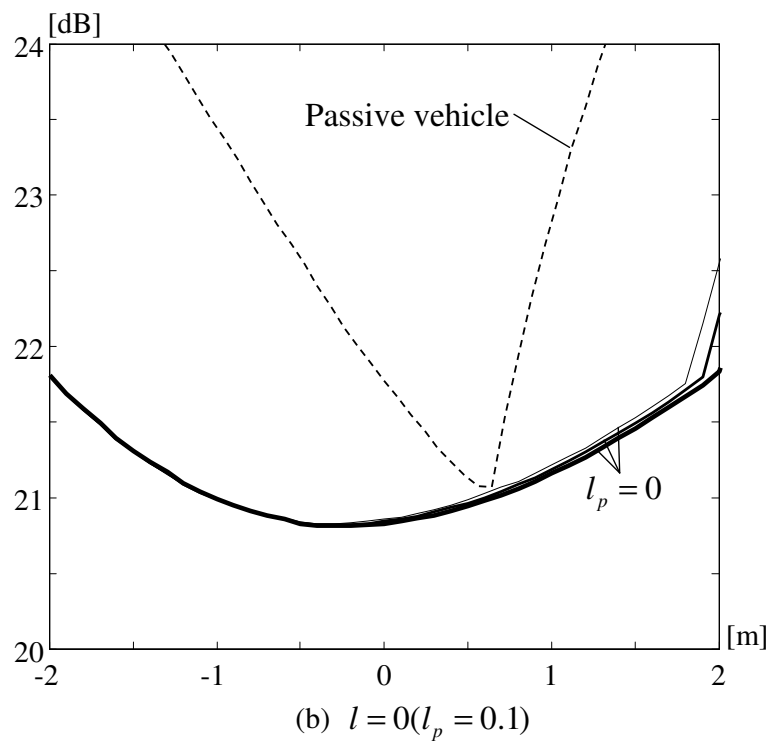
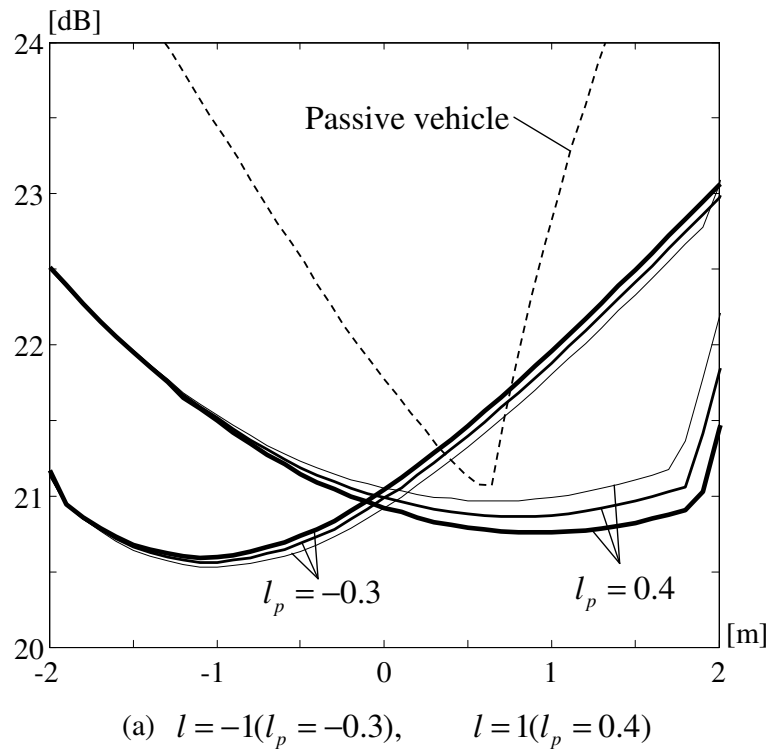


図 4-6-1 車体重量  $M$  が変化した場合の最大ゲイン線図の変化 .

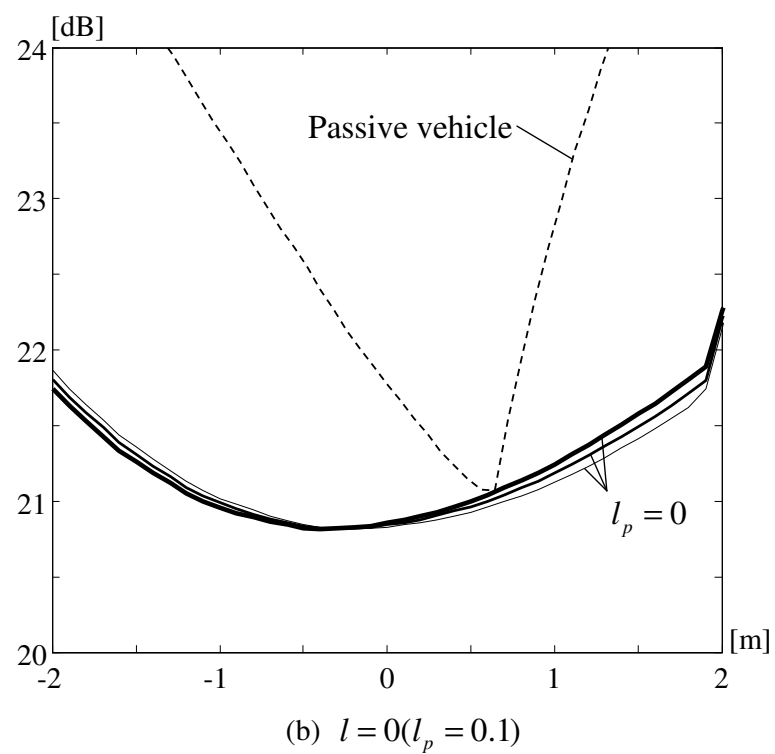
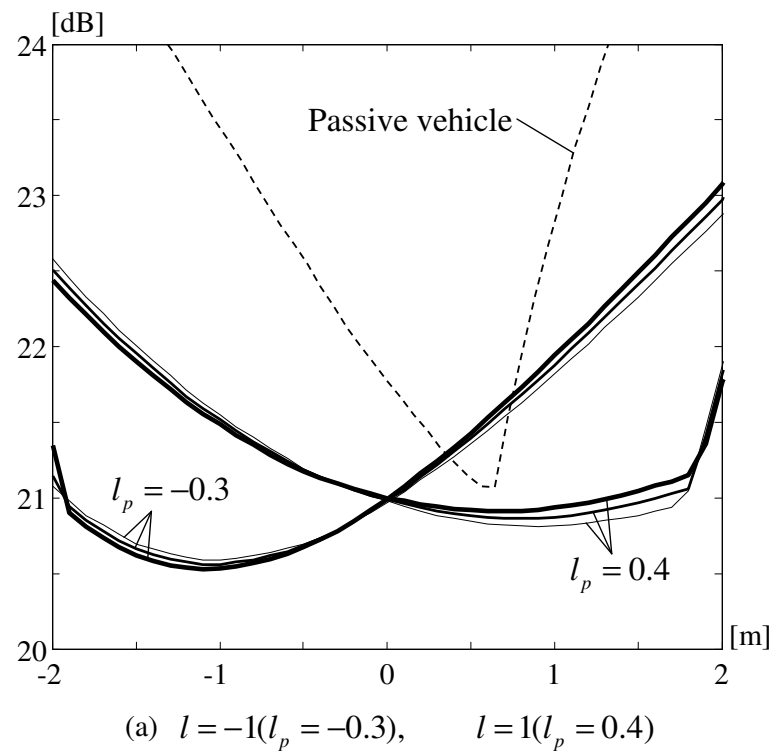
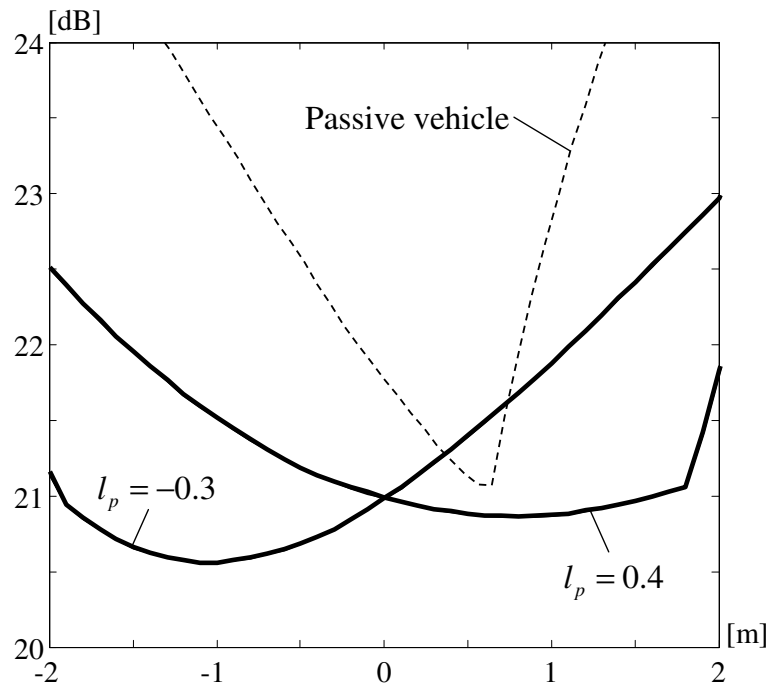
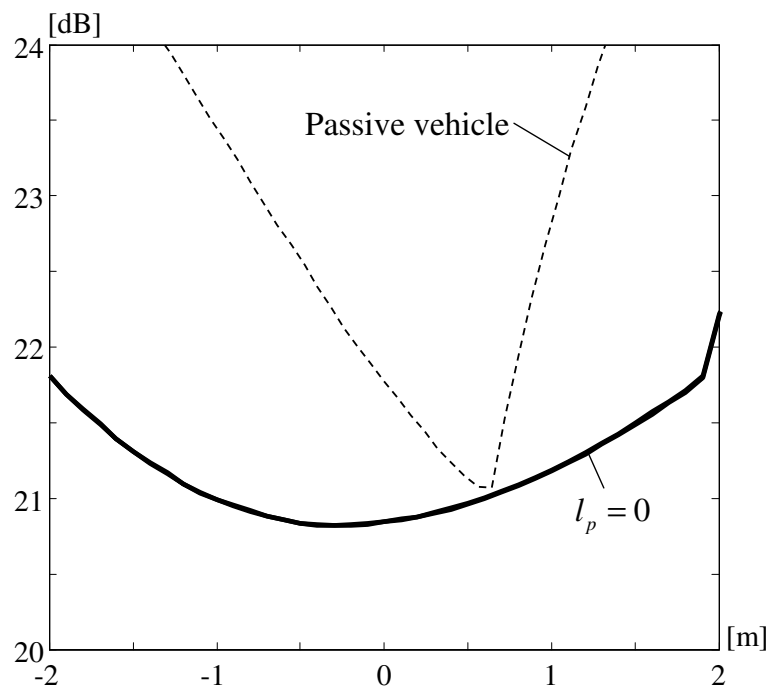


図 4-6-2 慣性モーメント  $i_c$  が変化した場合の最大ゲイン線図の変化 .



(a)  $l = -1(l_p = -0.3)$ ,  $l = 1(l_p = 0.4)$



(b)  $l = 0(l_p = 0.1)$

図 4-6-3 バネ剛性  $K$  が変化した場合の最大ゲイン線図の変化 .

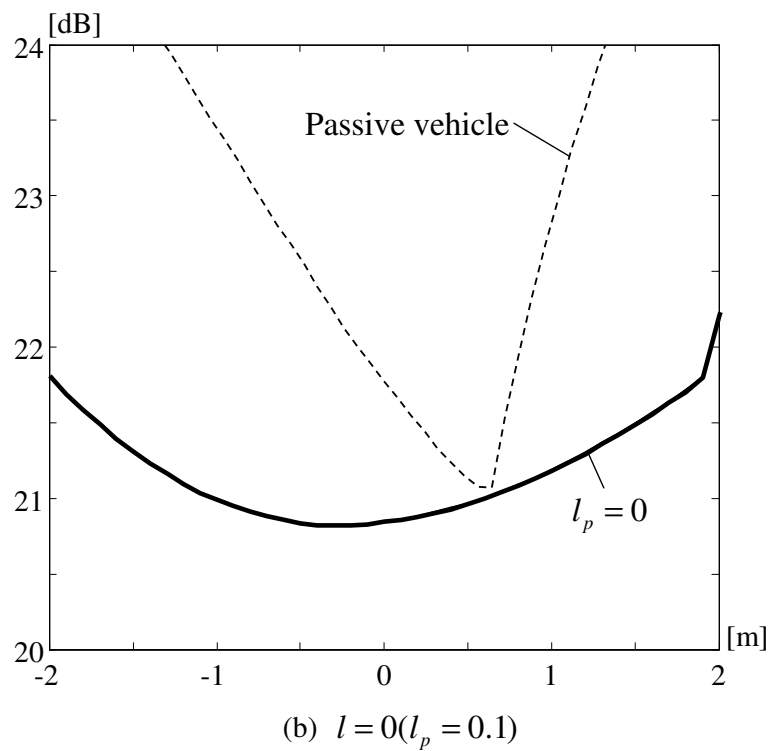
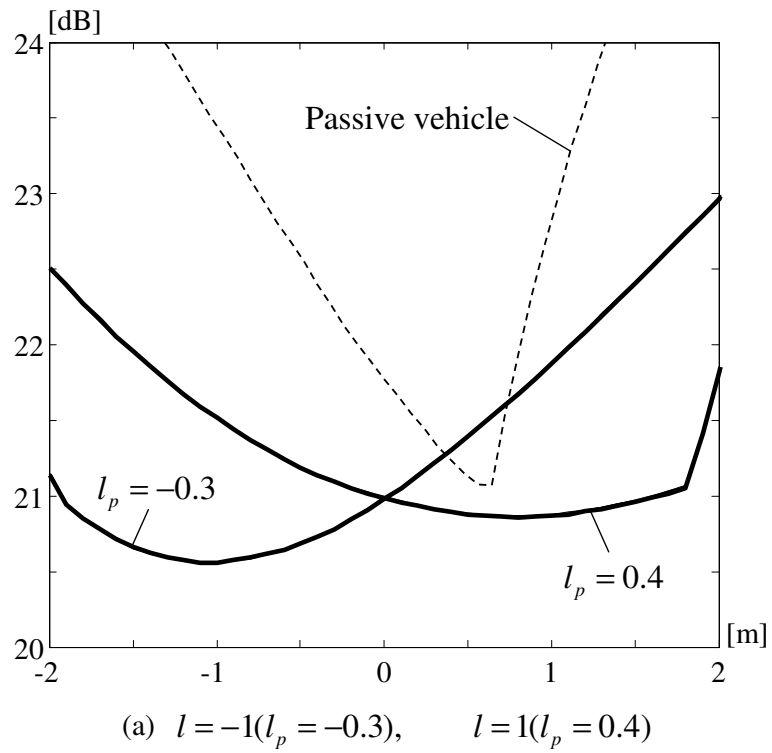


図 4-6-4 ダンパの減衰特性  $C$  が変化した場合の最大ゲイン線図の変化 .

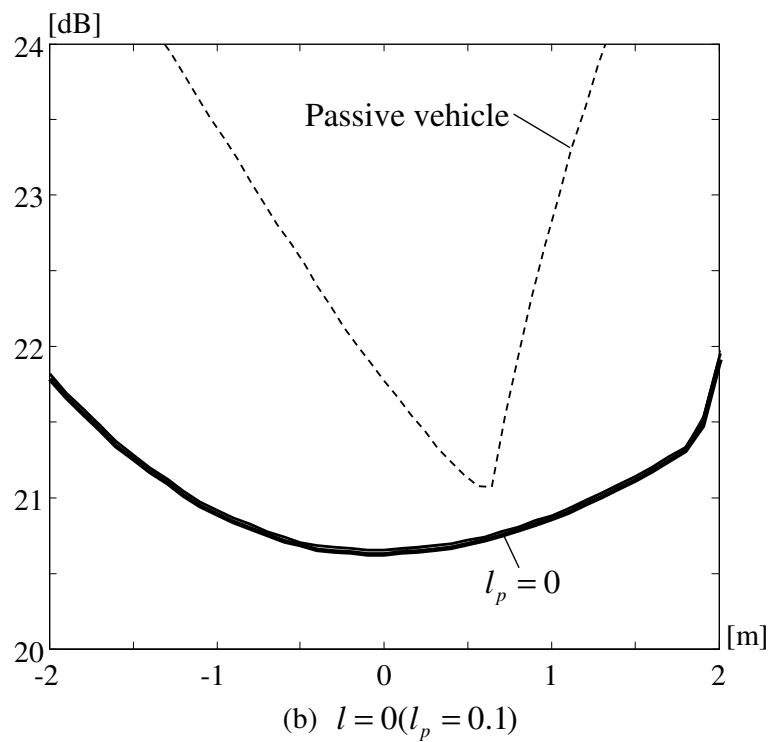
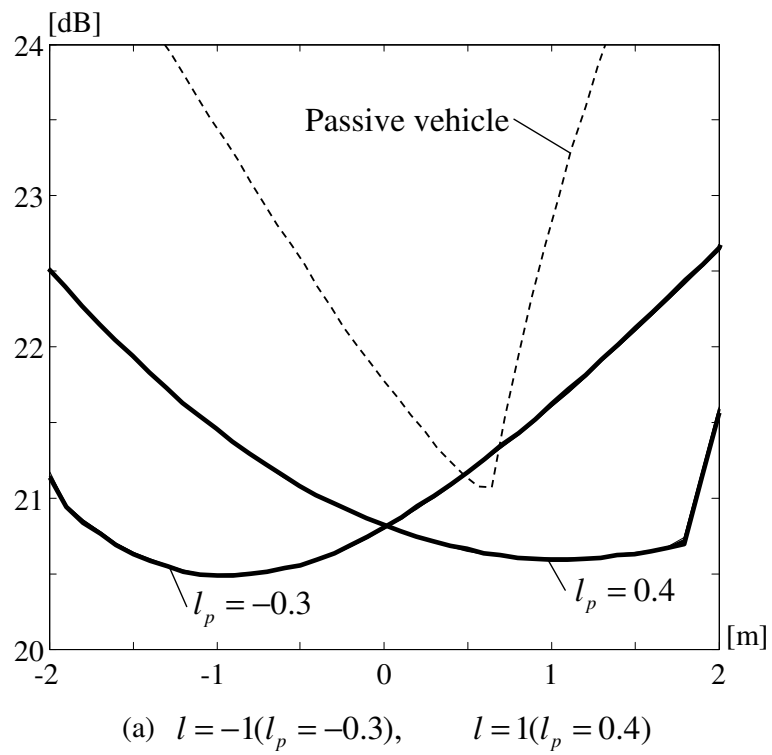
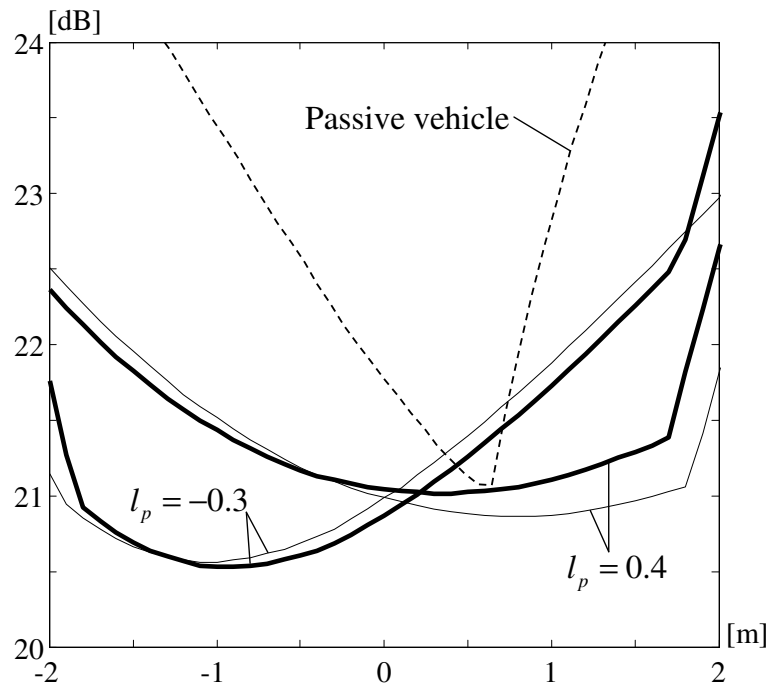
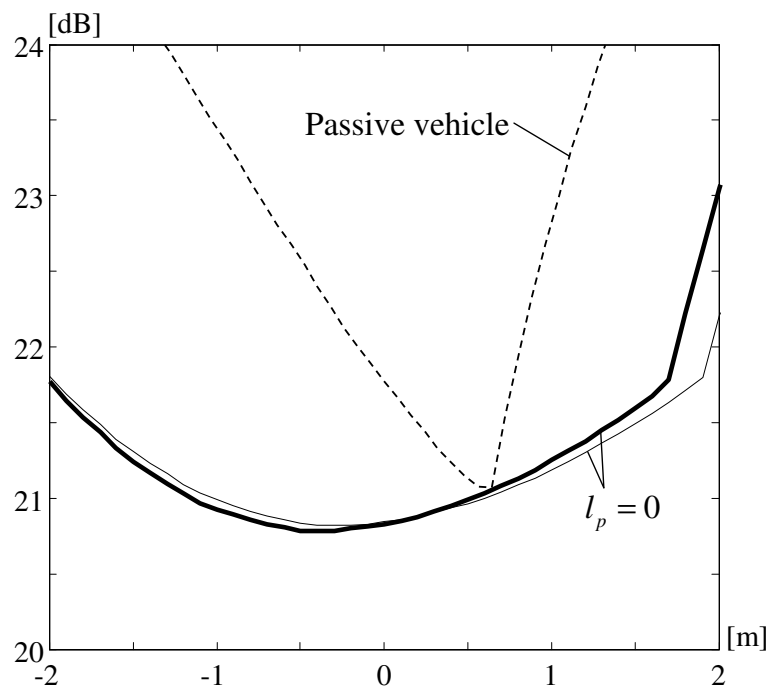


図 4-6-5 重心位置  $h$  が変化した場合の最大ゲイン線図の変化 .



(a)  $l = -1(l_p = -0.3)$ ,  $l = 1(l_p = 0.4)$



(b)  $l = 0(l_p = 0.1)$

図 4-6-6 車体重量  $M$  , 慣性モーメント  $i_c$  , 重心位置  $h$  が変化した場合の最大ゲイン線図の変化 .

## 第5章 計測ノイズの制御性能への影響

### 5.1 計測ノイズを含む計測信号

第2章第5節に示したように，本研究では，車体上下加速度，サスペンション変位，タイヤ上下加速度が計測できることを仮定している．以下の数値シミュレーションを用いた検討では，比較的安価に入手可能な市販センサ<sup>[38]–[40]</sup>の使用を想定し，センサの計測精度に起因する計測ノイズの絶対値の最大値を，加速度センサは $0.05[\text{m/s}^2]$ ，力センサは $0.12[\text{N}]$ ，位置センサは $1 \times 10^{-5}[\text{m}]$ に設定している．なお，以下では，計測ノイズを含む計測信号 $\bullet$ を， $y_{\bullet}(t) = \bullet + \varepsilon_{\bullet}(t)$ と表現する．この計測ノイズに関し次の仮定を設ける．

A7 計測ノイズならびにその時間微分は有界である．

各計測信号は， $y_{\ddot{z}}(t) = \ddot{z}(t) + \varepsilon_{\ddot{z}}(t)$ ， $y_{\ddot{z}u}(t) = \ddot{z}_u(t) + \varepsilon_{\ddot{z}u}(t)$ ， $y_{x_s}(t) = x_s(t) + \varepsilon_{x_s}(t)$ ， $y_f(t) = f(t) + \varepsilon_f(t)$ と表現される．なお，外乱 $\varepsilon_i(t)$ は， $\varepsilon_{\ddot{z}}(t) = 0.05\delta_{\ddot{z}}(t)$ ， $\varepsilon_{\ddot{z}u}(t) = 0.05\delta_{\ddot{z}u}(t)$ ， $\varepsilon_{x_s}(t) = 1 \times 10^{-5}\delta_{x_s}(t)$ ， $\varepsilon_f(t) = 0.12\delta_f(t)$ である．ここで， $|\delta_{\bullet}(t)| \leq 1$ である．

計測信号 $y_{\bullet}(t)$ を用いた場合，タイヤの撓み $x_u(t)$ ，車体と路面間の変位 $x_z(t)$ は，式(3.3.1)，(3.3.2)より以下のように生成できる．

$$\left. \begin{aligned} y_{xu}(t) &= -K_u^{-1} \left( y_{\ddot{z}u}(t) + M_u^{-1} y_f(t) \right) = x_u(t) + \varepsilon_{xu}(t) \\ \varepsilon_{xu} &= -K_u^{-1} \left( \varepsilon_{\ddot{z}u}(t) + M_u^{-1} \varepsilon_f(t) \right) \end{aligned} \right\} \quad (5.1.1)$$

$$\left. \begin{aligned} y_{xz}(t) &= H^{-1} \left( y_{x_s}(t) + y_{xu}(t) \right) = x_z(t) + \varepsilon_{xz}(t) \\ \varepsilon_{xz}(t) &= H^{-1} \left( \varepsilon_{x_s}(t) + \varepsilon_{xu}(t) \right) \end{aligned} \right\} \quad (5.1.2)$$



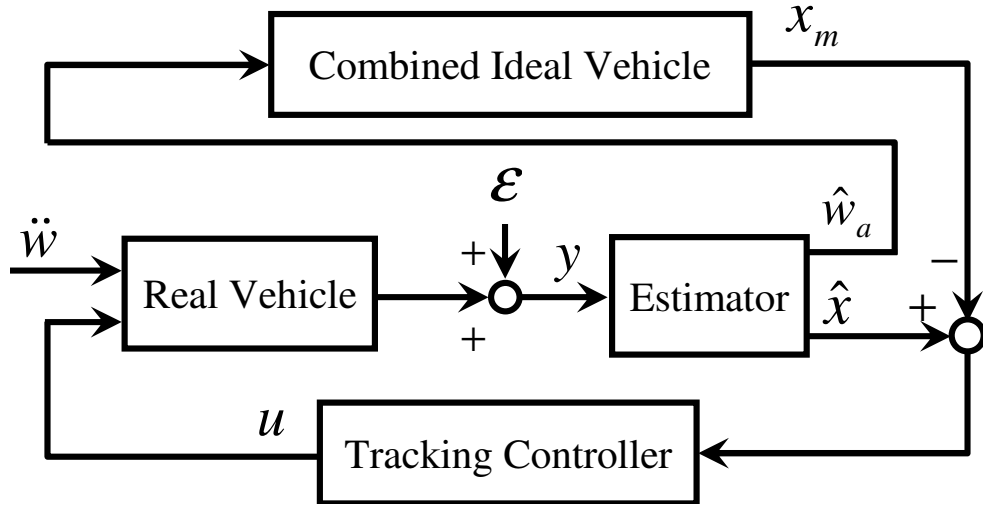


図 5-1-1 計測ノイズ  $\varepsilon(t)$  を導入したブロック線図.

図 5-1-1 に，計測ノイズを含んだ制御システムの構成を示す． $y(t)$  は計測信号から生成される信号ベクトル  $y(t) = [y_z(t), y_{zu}(t), y_{xs}(t), y_f(t)]^T$  であり， $\varepsilon(t)$  は，計測ノイズで生成される信号ベクトル  $\varepsilon(t) = [\varepsilon_z(t), \varepsilon_{zu}(t), \varepsilon_{xs}(t), \varepsilon_f(t)]$  である．

## 5.2 計測ノイズが存在する場合の推定器の性能解析

### 5.2.1 状態推定器の構成

第 3 章第 3 節において提案した状態推定器 (3.3.2) により生成される信号を，計測ノイズが含まれる信号で置き換えれば，次式の状態推定器を得る．

$$\left. \begin{aligned} \hat{\eta}(t) &= (3\alpha C_\eta + 2\alpha B_\eta) H y_{xz}(t) + \zeta(t) \\ \dot{\zeta}(t) &= A_\eta \hat{\eta}(t) + C_\eta y_z(t) \\ \zeta(0) &= [0 \ 0]^T \\ A_\eta &= \begin{bmatrix} -3I_2 & I_2 \\ -2I_2 & O_2 \end{bmatrix}, B_\eta = [O_2 \ I_2]^T, C_\eta = [I_2 \ O_2]^T \end{aligned} \right\} \quad (5.2.1)$$

式 (5.2.1) を微分し， $\tilde{\eta}(t) = \eta(t) - \hat{\eta}(t)$  で表される推定誤差  $\tilde{\eta}(t)$  を用い，第 3 章第 4 節と同様の解析により次式が得られる．

$$\left. \begin{aligned} \dot{\tilde{\eta}}(t) &= \alpha A_\eta \tilde{\eta}(t) - \alpha L \dot{\varepsilon}_{xz} - C_\eta \varepsilon_z(t) - \alpha^{-1} B_\eta \dot{w}_a(t) \\ L &= [3I_2, \ 2I_2]^T \end{aligned} \right\} \quad (5.2.2)$$

### 5.2.2 推定誤差性能

計測ノイズを含んだ状態推定器の推定性能を解析する．推定誤差方程式 (5.2.2) に基づき，正定値関数  $V(t) = \tilde{\eta}(t)^T P \tilde{\eta}(t)$  の時間微分を解析することにより，推定性能に関して以下の定理を得る．

ここで， $P$  は式 (5.2.3) に示すリアプノフ方程式の実正定行列解である．

$$\left. \begin{aligned} A_\eta^T P + P A_\eta &= -6I_4 \\ A_\eta &= \begin{bmatrix} -3I_2 & I_2 \\ -2I_2 & O_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (5.2.3)$$

定理 3 状態推定誤差に関し，以下の不等式が成立する．

$$\|\tilde{w}_a\|^2 \leq \alpha^2(\bar{\rho}_{xs} + \bar{\rho}_{zu} + \bar{\rho}_f) + \bar{\rho}_z + \alpha^{-2}\bar{\rho}_{\dot{w}_a} \quad (5.2.4)$$

ここで， $\tilde{w}_a(t) = w_a(t) - \hat{w}_a(t)$  である．なお， $\bar{\rho}_\bullet$  は，計測信号から生成された信号  $\bullet$  の計測ノイズに起因して定まる正定値である．

定理 3 の証明： 式 (5.2.3) に示す実正定行列解  $P$  を用いた正定値関数を

$$V(t) = \tilde{\eta}(t)^T P \tilde{\eta}(t) \quad (5.2.5)$$

とおくと， $V(t)$  の時間微分は次式となる．

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= -6\alpha\tilde{\eta}(t)\tilde{\eta}(t)^T \\ &\quad - 2\alpha\tilde{\eta}(t)^T PLH^{-1}\dot{\epsilon}_{xs}(t) \\ &\quad + 2\alpha\tilde{\eta}(t)^T PLH^{-1}K_u^{-1}\dot{\epsilon}_{zu}(t) \\ &\quad + 2\alpha\tilde{\eta}(t)^T PLH^{-1}K_u^{-1}M_u^{-1}\dot{\epsilon}_f(t) \\ &\quad - 2\tilde{\eta}(t)^T PC_\eta\epsilon_z(t) \\ &\quad - 2\alpha^{-1}\tilde{\eta}(t)^T PB_\eta\dot{w}_a(t) \end{aligned} \quad (5.2.6)$$

ここで，

$$\left. \begin{aligned} -2\alpha\tilde{\eta}(t)^T PLH^{-1}\dot{\epsilon}_{xs}(t) &\leq \alpha\tilde{\eta}(t)\tilde{\eta}(t)^T + \alpha\|PLH^{-1}\|^2\|\dot{\epsilon}_{xs}(t)\|^2 \\ 2\alpha\tilde{\eta}(t)^T PLH^{-1}K_u^{-1}\dot{\epsilon}_{zu}(t) &\leq \alpha\tilde{\eta}(t)\tilde{\eta}(t)^T + \alpha\|PLH^{-1}K_u^{-1}\|^2\|\dot{\epsilon}_{zu}(t)\|^2 \\ 2\alpha\tilde{\eta}(t)^T PLH^{-1}K_u^{-1}M_u^{-1}\dot{\epsilon}_f(t) &\leq \alpha\tilde{\eta}(t)\tilde{\eta}(t)^T + \alpha\|PLH^{-1}K_u^{-1}M_u^{-1}\|^2\|\dot{\epsilon}_f(t)\|^2 \\ -2\tilde{\eta}(t)^T PC_\eta\epsilon_z(t) &\leq \alpha\tilde{\eta}(t)\tilde{\eta}(t)^T + \alpha^{-1}\|PC_\eta\|^2\|\epsilon_z(t)\|^2 \\ -2\alpha^{-1}\tilde{\eta}(t)^T PB_\eta\dot{w}_a(t) &\leq \alpha\tilde{\eta}(t)\tilde{\eta}(t)^T + \alpha^{-3}\|PB_\eta\|^2\|\dot{w}_a(t)\|^2 \end{aligned} \right\} \quad (5.2.7)$$

の関係を用いると、次式を得る。

$$\begin{aligned}\dot{V}(t) \leq & -\alpha \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T P \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t) + \alpha \|PLH^{-1}\|^2 \|\dot{\boldsymbol{\epsilon}}_{xs}(t)\|^2 + \alpha \|PLH^{-1}K_u^{-1}\|^2 \|\dot{\boldsymbol{\epsilon}}_{zu}(t)\|^2 \\ & + \alpha \|PLH^{-1}K_u^{-1}M_u^{-1}\|^2 \|\dot{\boldsymbol{\epsilon}}_f(t)\|^2 + \alpha^{-1} \|PC_\eta\|^2 \|\boldsymbol{\epsilon}_{\dot{z}}(t)\|^2 + \alpha^{-3} \|PB_\eta\|^2 \|\dot{\boldsymbol{w}}_a(t)\|^2\end{aligned}\quad (5.2.8)$$

ここで、

$$\frac{1}{\lambda_{\max}[P]} \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T P \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t) \leq \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t) \quad (5.2.9)$$

の関係、ならびに

$$\left. \begin{aligned} \frac{\lambda_{\max}[P]}{\lambda_{\min}[P]} \|PLH^{-1}\|^2 \|\dot{\boldsymbol{\epsilon}}_{xs}(t)\|^2 &\leq \bar{\rho}_{xs} \\ \frac{\lambda_{\max}[P]}{\lambda_{\min}[P]} \|PC_\eta\|^2 \|\boldsymbol{\epsilon}_{\dot{z}}(t)\|^2 &\leq \bar{\rho}_{\dot{z}} \\ \frac{\lambda_{\max}[P]}{\lambda_{\min}[P]} \|PLH^{-1}K_u^{-1}M_u^{-1}\|^2 \|\dot{\boldsymbol{\epsilon}}_f(t)\|^2 &\leq \bar{\rho}_f \\ \frac{\lambda_{\max}[P]}{\lambda_{\min}[P]} \|PLH^{-1}K_u^{-1}\|^2 \|\dot{\boldsymbol{\epsilon}}_{zu}(t)\|^2 &\leq \bar{\rho}_{zu} \\ \frac{\lambda_{\max}[P]}{\lambda_{\min}[P]} \|PB_\eta\|^2 \|\dot{\boldsymbol{w}}_a(t)\|^2 &\leq \bar{\rho}_{\dot{w}_a} \end{aligned} \right\} \quad (5.2.10)$$

の関係を満足する設計パラメータ  $\alpha$  に無関係に定まる正定値  $\bar{\rho}_i$  を用いると、

$$\begin{aligned}\dot{V}(t) \leq & -\alpha \frac{1}{\lambda_{\max}[P]} V(t) + \alpha \frac{\lambda_{\min}[P]}{\lambda_{\max}[P]} \bar{\rho}_{xs} + \alpha \frac{\lambda_{\min}[P]}{\lambda_{\max}[P]} \bar{\rho}_{zu} + \alpha \frac{\lambda_{\min}[P]}{\lambda_{\max}[P]} \bar{\rho}_f \\ & + \alpha^{-1} \frac{\lambda_{\min}[P]}{\lambda_{\max}[P]} \bar{\rho}_{\dot{z}} + \alpha^{-3} \frac{\lambda_{\min}[P]}{\lambda_{\max}[P]} \bar{\rho}_{\dot{w}_a}\end{aligned}\quad (5.2.11)$$

を得る。したがって、以下の式が得られる。

$$V(t) \leq e^{-\alpha \frac{1}{\lambda_{\max}[P]} t} V(0) + \lambda_{\min}[P] \left\{ \bar{\rho}_{xs} + \bar{\rho}_{zu} + \bar{\rho}_f + \alpha^{-2} \bar{\rho}_{\dot{z}} + \alpha^{-4} \bar{\rho}_{\dot{w}_a} \right\} \quad (5.2.12)$$

ここで、仮定 A5 より車両の初期状態は零となるので  $V(0) = 0$  を代入する。

$$V(t) \leq \lambda_{\min}[P] \left\{ \bar{\rho}_{xs} + \bar{\rho}_{zu} + \bar{\rho}_f + \alpha^{-2} \bar{\rho}_{\dot{z}} + \alpha^{-4} \bar{\rho}_{\dot{w}_a} \right\} \quad (5.2.13)$$

また、

$$\lambda_{\min}[P] \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t) \leq \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T P \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t) = V(t) \quad (5.2.14)$$

の関係を用いると、

$$\tilde{\boldsymbol{\eta}}(t)^T \tilde{\boldsymbol{\eta}}(t) \leq \bar{\rho}_{xs} + \bar{\rho}_f + \bar{\rho}_{zu} + \alpha^{-2} \bar{\rho}_{\dot{z}} + \alpha^{-4} \bar{\rho}_{\dot{w}_a} \quad (5.2.15)$$

となり，定理 3 が得られる（証明終）．

定理 3 より，以下の結論を得る．

**R3** 路面外乱の加速度に関する推定誤差  $\tilde{w}_a(t)$  において，設計パラメータ  $\alpha$  を大きくしたとき，計測ノイズ  $\varepsilon_{\ddot{z}}(t)$  の推定誤差への影響は小さくなるが，計測ノイズ  $\varepsilon_{x_s}(t)$ ， $\varepsilon_f(t)$ ，ならびに  $\varepsilon_{\ddot{z}_u}(t)$  の推定誤差への影響が大きくなる可能性がある．

次節において，設計パラメータ  $\alpha$  を大きくしたときの計測外乱の計測誤差への影響を，数値シミュレーションを用いて検証する．

### 5.3 計測ノイズの複合理想車両モデルへの影響

図 5-1-1 に示すように，複合理想車両モデルへは，計測ノイズが含まれた信号を用いて推定された路面外乱加速度が入力される．前節で述べたように，設計パラメータ  $\alpha$  を大きく設定したときに計測ノイズの路面外乱推定値が増加する可能性がある．この計測ノイズの影響が，複合理想車両モデルの性能へ与える影響を数値シミュレーションを用いて検討する．表 1（第 2 章第 3 節）に示される車両パラメータ値を用い，複合理想車両モデルは，第 4 章第 2 節で設計したモデルを用いる．車体上の位置  $l = -1(l_p = -0.3), 0(l_p = 0.1), 1(l_p = 0.4)[\text{m}]$  におけるゲイン特性を検討した結果を，図 5-3-2 ～ 図 5-3-4 に示す．各図において，横軸は路面外乱速度  $\dot{w}(t)$  あるいは計測ノイズ  $\delta_i(t)$  の周波数を示している．縦軸は，路面外乱速度  $\dot{w}(t)$  あるいは計測ノイズ  $\delta_i(t)$  から複合理想モデルの車体上の位置  $l = -1(l_p = -0.3), 0(l_p = 0.1), 1(l_p = 0.4)[\text{m}]$  における上下加速度までの伝達関数のゲインを示している．破線は，路面外乱の速度から車体上の指定位置における複合理想車両モデルの上下方向加速度までの伝達関数のゲイン線図を示す（図 5-3-1(a) の赤で示された範囲）．路面外乱速度に対するゲイン特性は，設計者が設計したゲイン特性である．このゲインの大きさに比べ，各ノイズに関するゲインが小さければ，複合理想車両モデルの性能に変化が無いことを意味する．実線は，各計測センサのノイズから理想車両モデルの上下方向加速度までの伝達関数のゲイン線図を表す（図 5-3-1(b) の青色で示された範囲）．図 5-3-2(b) ～ 図 5-3-4(b) は，車体の上下加速度センサのノイズに関するゲイン線図，図 5-3-2(c) ～ 図 5-3-4(c) は，バネ下質量の上下加速度センサのノイズに関するゲイン線図，図 5-3-2(d) ～ 図 5-3-4(d) は，サスペンションの位置センサのノイズに関するゲイン線図，図 5-3-2(e) ～ 図 5-3-4(e) は，力センサのノイズに関するゲイン線図を表す．

図 5-3-2 ～ 図 5-3-4 より，注目する周波数帯 ( $1 \sim 6[\text{Hz}]$ ) において，計測ノイズに対するゲインは，設計パラメータ  $\alpha$  の増加と共に大きくなるが， $\alpha = 10^3$  以上ではゲイン特性は変化しないことが分かる．また，最も車体の乗り心地へ影響が大きいセンサノイズは，車体の上下加速度センサのノイズであることが分かる．路面外乱の速度に対するゲイン線図の最大値と車体の上下加速度センサノイズのゲイン線図の最大値を比較すると，その差は約  $40[\text{dB}]$  であるため，上下加速度センサが車体の乗り心地性能へ与える影響が小さいことがわかる．同様に，バネ下質量の上下加速度セン

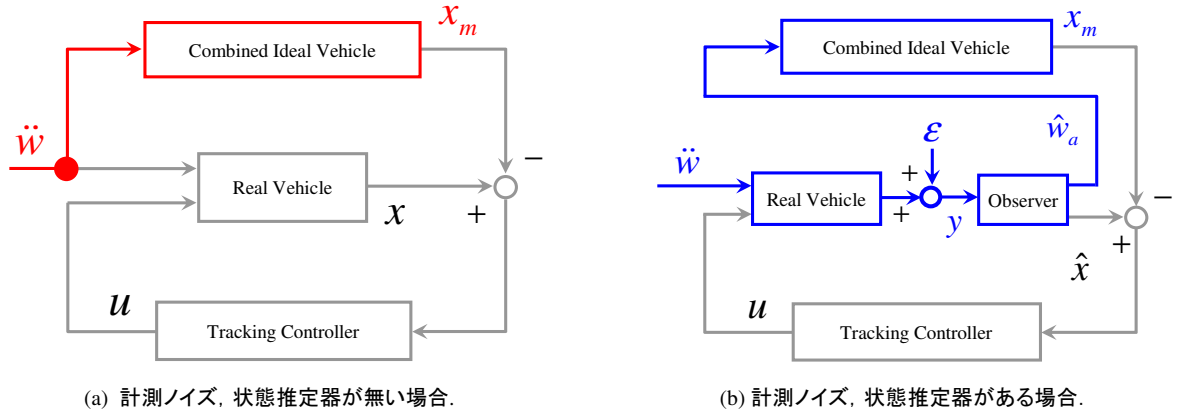
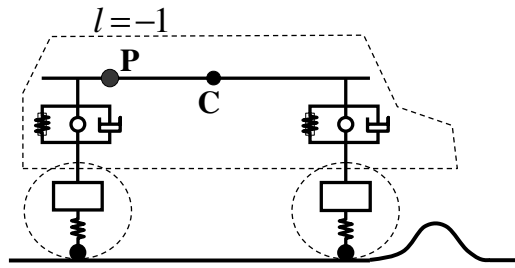


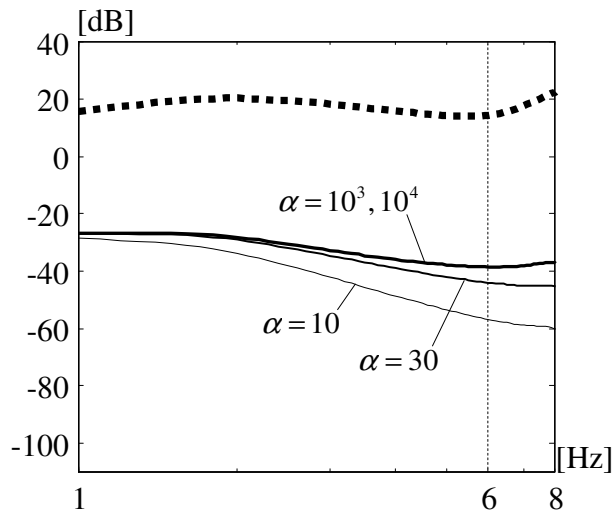
図 5-3-1 ブロック線図, および伝達関数の範囲.

サ, サスペンションの位置センサ, 力センサのノイズと比較した場合, その差はそれぞれ約 70[dB], 約 70[dB], 約 100[dB] 程度あるため, ノイズの影響は非常に小さいことがわかる. 図 5-3-3 に示す  $l = 0 (l_p = 0.1)$  の場合, 5.4[Hz] 近傍の周波数において, 路面外乱の速度に対するゲインと各センサノイズに対するゲインの差が小さくなる. しかし, 路面外乱の速度に対するゲイン値が -20[dB] と小さい値であるため, 計測ノイズの影響はほとんどないと考えられる.

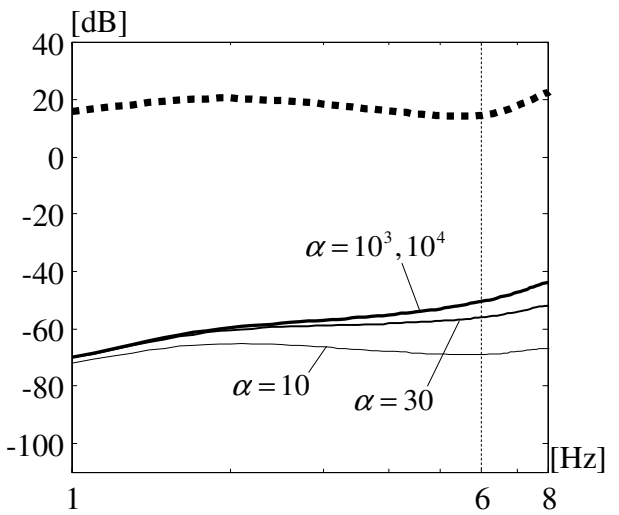
以上の結果より, 計測信号に含まれる計測ノイズが複合理想車両モデルの性能に与える影響は軽微であることがわかる.



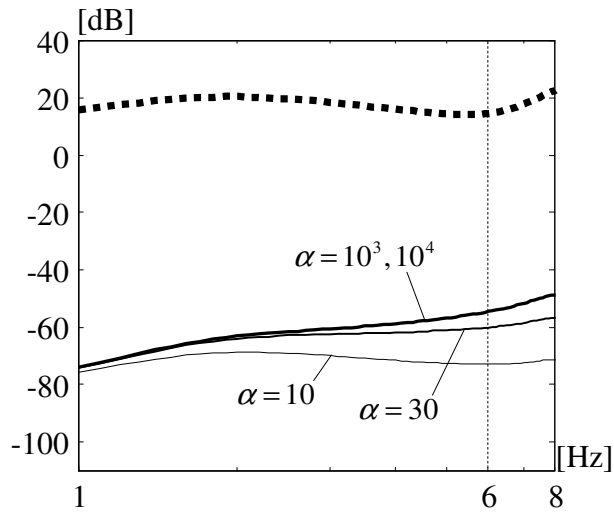
(a) 車体上の指定位置



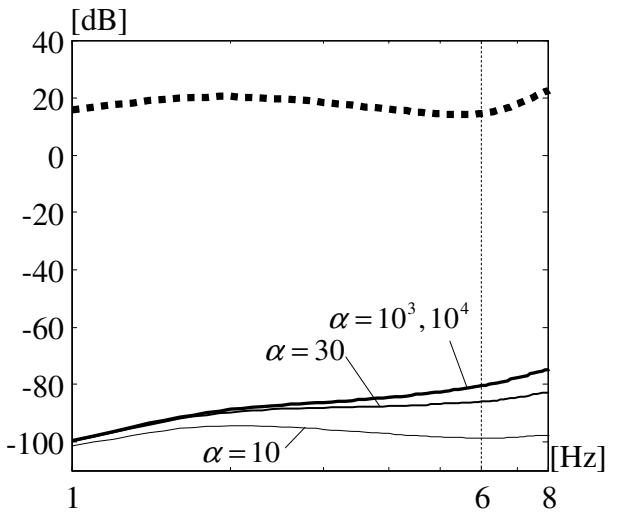
(b) 車体の上下加速度センサのゲイン特性の変化.



(c) バネ下質量の上下加速度センサのゲイン特性の変化.

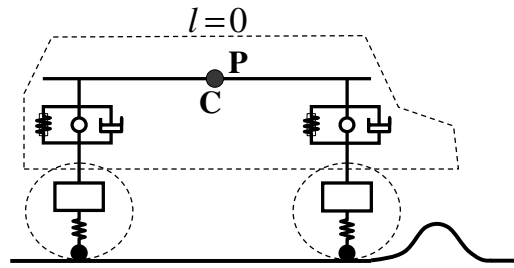


(d) サスペンションの位置センサのゲイン特性の変化.

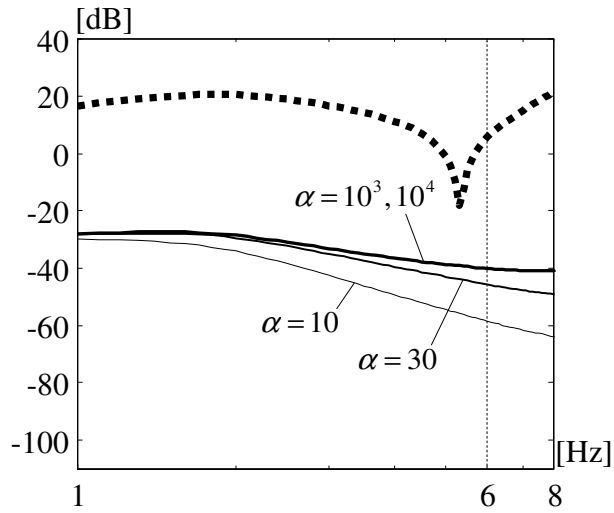


(e) カセンサのゲイン特性の変化.

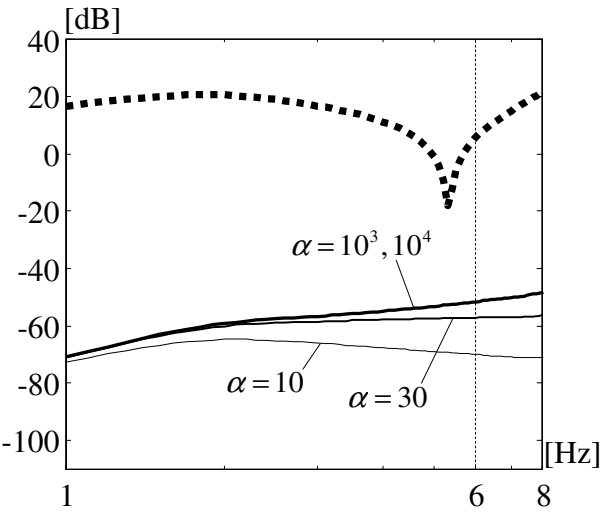
図 5-3-2 設計パラメータ  $\alpha$  を変化させたときの  
各計測ノイズのゲイン特性の変化  $l = -1[\text{m}]$ .



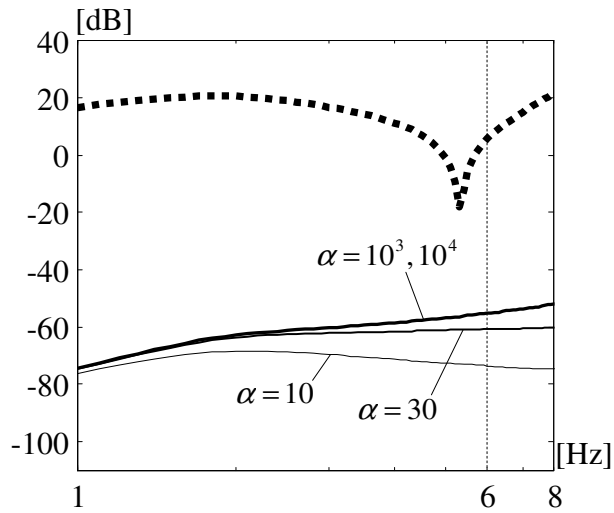
(a) 車体上の指定位置



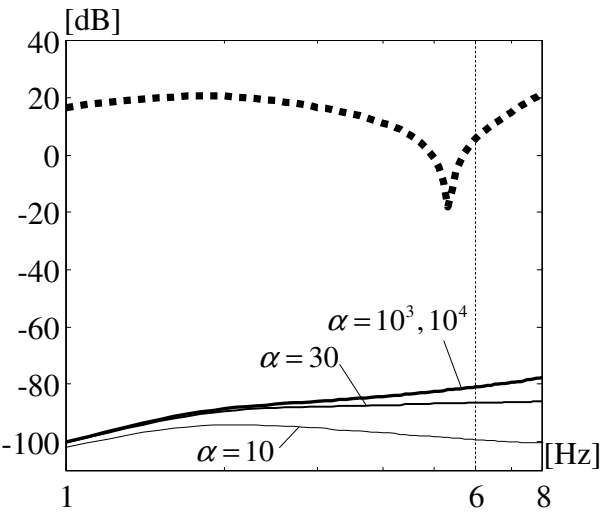
(b) 車体の上下加速度センサのゲイン特性の変化.



(c) バネ下質量の上下加速度センサのゲイン特性の変化.



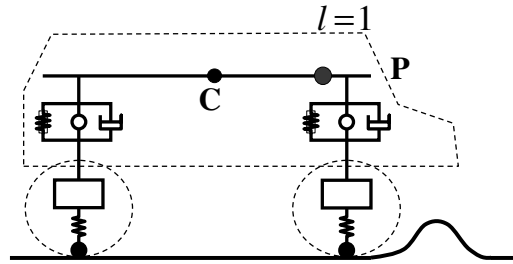
(d) サスペンションの位置センサのゲイン特性の変化.



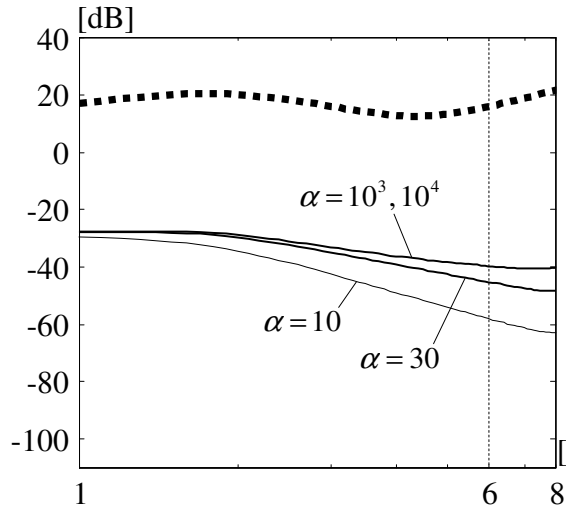
(e) カセンサのゲイン特性の変化.

図 5-3-3 設計パラメータ  $\alpha$  を変化させたときの  
各計測ノイズのゲイン特性の変化  $l = 0[\text{m}]$ .

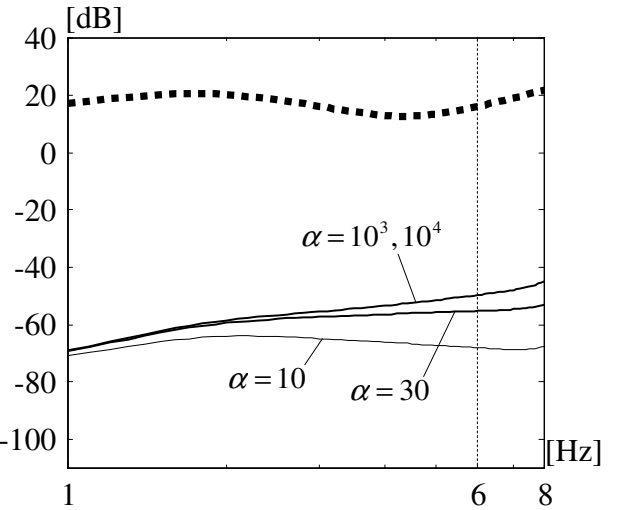




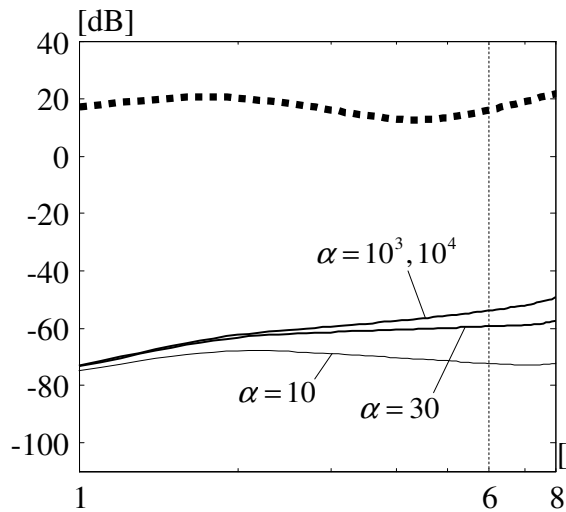
(a) 車体上の指定位置



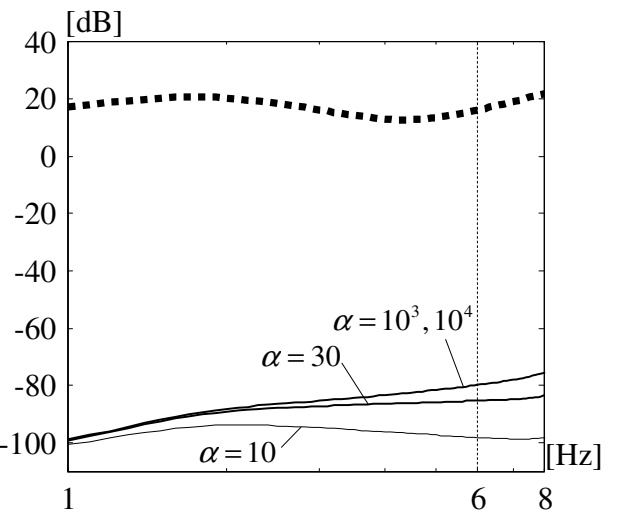
(b) 車体の上下加速度センサのゲイン特性の変化.



(c) バネ下質量の上下加速度センサのゲイン特性の変化.



(d) サスペンションの位置センサのゲイン特性の変化.



(e) カセンサのゲイン特性の変化.

図 5-3-4 設計パラメータ  $\alpha$  を変化させたときの  
各計測ノイズのゲイン特性の変化  $l = 1[\text{m}]$ .

## 5.4 計測ノイズが存在する場合のアクティブサスペンション制御システムの制御性能

前節までに、注目している周波数帯 1～6[Hz] において、計測値に含まれる計測ノイズの複合理想車両モデルへの悪影響が少ないことが分かった．本節では、計測ノイズのアクティブサスペンション制御システムに与える影響を検討する．

第 4 章第 4 節にて導入した誤差信号 (4.4.3) に計測ノイズが重畳された場合の信号を、計測ノイズ  $\varepsilon_{\xi i}(t)$ ,  $i = 1, 2, 3$  を用い、以下のように定義する．

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{y}_{\xi_0} &= \boldsymbol{\xi}_0(t) + \varepsilon_{\xi 1}(t) = \tilde{\mathbf{x}}_z(t) - (M_u H)^{-1} \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{\beta}{(s + \alpha_u)} \mathcal{L}[\tilde{\mathbf{x}}_u(t)] \right] + \varepsilon_{\xi 1}(t) \\ \dot{\mathbf{y}}_{\xi_0} &= \dot{\boldsymbol{\xi}}_0(t) + \varepsilon_{\xi 2}(t) = \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_z(t) - (M_u H)^{-1} \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{\beta s}{(s + \alpha_u)} \mathcal{L}[\tilde{\mathbf{x}}_u(t)] \right] + \varepsilon_{\xi 2}(t) \\ \ddot{\mathbf{y}}_{\xi_0} &= \boldsymbol{\mu}(t) + \varepsilon_{\xi 3}(t) = \tilde{\mathbf{d}}(t) - (M_u H)^{-1} \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{\beta s^2}{(s + \alpha_u)} \mathcal{L}[\tilde{\mathbf{x}}_u(t)] \right] + \varepsilon_{\xi 3}(t) \\ \varepsilon_{\xi 1}(t) &= \boldsymbol{\varepsilon}_{xz}(t) - (M_u H)^{-1} \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{\beta}{(s + \alpha_u)} \mathcal{L}[\boldsymbol{\varepsilon}_{xu}(t)] \right] \\ \varepsilon_{\xi 2}(t) &= \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_{xz}(t) - (M_u H)^{-1} \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{\beta s}{(s + \alpha_u)} \mathcal{L}[\boldsymbol{\varepsilon}_{xu}(t)] \right] \\ \varepsilon_{\xi 3}(t) &= H^{-1} \boldsymbol{\varepsilon}_{\ddot{z}}(t) - (M_u H)^{-1} \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{\beta s^2}{(s + \alpha_u)} \mathcal{L}[\boldsymbol{\varepsilon}_{xu}(t)] \right] \end{aligned} \right\} \quad (5.4.1)$$

信号 (4.4.5) に計測ノイズを重畳した新しい誤差信号  $\mathbf{y}_{\xi}(t)$  は以下の式で与えられる．

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{y}_{\xi}(t) &= \mathbf{y}_{\xi_0} + 2\dot{\mathbf{y}}_{\xi_0} + \ddot{\mathbf{y}}_{\xi_0} \\ &= \boldsymbol{\xi}(t) + \boldsymbol{\varepsilon}_{\xi}(t) \\ \boldsymbol{\varepsilon}_{\xi}(t) &= \boldsymbol{\varepsilon}_{\xi 1}(t) + 2\boldsymbol{\varepsilon}_{\xi 2}(t) + \boldsymbol{\varepsilon}_{\xi 3}(t) \end{aligned} \right\} \quad (5.4.2)$$

計測ノイズが重畳された場合のコントローラは、(4.4.19) より以下の式で与えられる．

$$\left. \begin{aligned}
\mathbf{u}(t) &= -(H^T)^{-1}(\gamma I_2 + \bar{\Theta}_\xi) \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{2s}{s+1} \mathcal{L}[\tilde{\mathbf{x}}_z(t)] - \frac{s}{s+1} (M_u H)^{-1} \frac{\beta s}{s + \alpha_u} \mathcal{L}[\tilde{\mathbf{x}}_u(t)] \right] \\
&\quad + \mathbf{u}_2(t) + \boldsymbol{\varepsilon}_u(t) \\
\boldsymbol{\varepsilon}_u(t) &= -(H^T)^{-1}(\gamma I_2 + \bar{\Theta}_\xi) \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{2s}{s+1} \mathcal{L}[\boldsymbol{\varepsilon}_z(t)] - \frac{s}{s+1} (M_u H)^{-1} \frac{\beta s}{s + \alpha_u} \mathcal{L}[\boldsymbol{\varepsilon}_{xu}(t)] \right] \\
\dot{\mathbf{u}}_2(t) &= -\mathbf{u}_2(t) \\
&\quad - (H^T)^{-1} \mathcal{L}^{-1} \left[ (\gamma I_2 + \bar{\Theta}_\xi) \left( \mathcal{L}[\boldsymbol{\xi}_0(t)] + \mathcal{L}[\tilde{\mathbf{d}}(t)] - 2(M_u H)^{-1} \frac{\beta s}{s + \alpha_u} \mathcal{L}[\tilde{\mathbf{x}}_u(t)] \right) \right. \\
&\quad \left. + \bar{\Theta}_m \mathcal{L}[\boldsymbol{\omega}_m(t)] \right] + \boldsymbol{\varepsilon}_{u2}(t) \\
\boldsymbol{\varepsilon}_{u2}(t) &= -(H^T)^{-1} \mathcal{L}^{-1} \left[ (\gamma I_2 + \bar{\Theta}_\xi) \left( \mathcal{L}[\boldsymbol{\varepsilon}_{\xi 1}(t)] + \mathcal{L}[\boldsymbol{\varepsilon}_d(t)] - 2(M_u H)^{-1} \frac{\beta s}{s + \alpha_u} \mathcal{L}[\boldsymbol{\varepsilon}_u(t)] \right) \right]
\end{aligned} \right\} \quad (5.4.3)$$

したがって、式 (4.4.20) より、計測ノイズが含まれる入力  $\mathbf{u}_x(t)$  は、

$$\left. \begin{aligned}
\mathbf{u}_x(t) &= -(H^T)^{-1} \left\{ \gamma \boldsymbol{\xi}(t) + \bar{\Theta}_m \boldsymbol{\omega}_m(t) + \bar{\Theta}_\xi \boldsymbol{\xi}(t) \right\} + \boldsymbol{\varepsilon}_{ux}(t) \\
\boldsymbol{\varepsilon}_{ux}(t) &= -(H^T)^{-1} \left\{ (\gamma I_2 + \bar{\Theta}_\xi) \boldsymbol{\varepsilon}_\xi(t) \right\} \\
\boldsymbol{\varepsilon}_\xi(t) &= \{ \boldsymbol{\varepsilon}_{xz}(t) + 2\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_{xz}(t) + H^{-1} \boldsymbol{\varepsilon}_{\dot{z}}(t) \} \\
&\quad - \beta (M_u H)^{-1} \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{s^2 + 2s + 1}{(s + \alpha_u)} \mathcal{L}[\boldsymbol{\varepsilon}_{xu}(t)] \right]
\end{aligned} \right\} \quad (5.4.4)$$

で表される。  $\tilde{\Theta}_\bullet = \Theta_\bullet - \bar{\Theta}_\bullet$  の関係を用いると、計測ノイズを含む誤差微分方程式は、

$$\dot{\boldsymbol{\xi}}(t) = M^{-1} \left\{ -\gamma (\boldsymbol{\xi}(t) + \boldsymbol{\varepsilon}_\xi(t)) + \tilde{\Theta}_m \boldsymbol{\omega}_m(t) + \tilde{\Theta}_\xi \boldsymbol{\xi}(t) - \bar{\Theta}_\xi \boldsymbol{\varepsilon}_\xi(t) + H_\xi \mathbf{x}_\xi(t) \right\} \quad (5.4.5)$$

となる。入力 (5.4.3) を用いた閉ループシステムにおいて、以下の定理が成り立つ。

**定理 4** 設計パラメータ  $\gamma$  が

$$\left. \begin{aligned}
2\gamma - \lambda_{\max}[M] \bar{\rho}_{\xi 1} &> 0 \\
\bar{\rho}_{\xi 1} &= 2 + \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|H_\xi\|^2 + 2\|\tilde{\Theta}_\xi\| \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 + \|P_\xi\|^2 \|K_\xi\|^2 M^{-\frac{1}{2}}\|^2
\end{aligned} \right\} \quad (5.4.6)$$

を満足するならば、コントローラ (5.4.3) を用いた追従誤差システムは安定になる。

**定理 4 の証明**

誤差信号  $\boldsymbol{\xi}(t)$  の安定性を調べるために、以下の正定値関数  $V(t)$  を設定し、その微分値の特性を調べる。

$$\left. \begin{aligned}
V(t) &= V_1(t) + V_2(t) \\
V_1(t) &= \boldsymbol{\xi}(t)^T M \boldsymbol{\xi}(t), \quad V_2(t) = \mathbf{x}_\xi(t)^T P_\xi \mathbf{x}_\xi(t)
\end{aligned} \right\} \quad (5.4.7)$$

ここで，行列  $P_\xi$  は，以下のリアプノフ方程式を満足する正定行列解である．

$$J_\xi^T P_\xi + P_\xi J_\xi = -3I_{10} \quad (5.4.8)$$

正定値関数の時間微分値は次式の関係満足する．

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}(t) &= 2\xi(t)^T M \dot{\xi}(t) + 2x_\xi(t)^T P_\xi \dot{x}_\xi(t) \\ &= -2\gamma \xi(t)^T \xi(t) - 2\gamma \xi(t)^T \varepsilon_\xi(t) + 2\xi(t)^T \tilde{\Theta}_m \omega_m(t) + 2\xi(t)^T \tilde{\Theta}_\xi \xi(t) \\ &\quad - 2\xi(t)^T \bar{\Theta}_\xi \varepsilon_\xi(t) + 2\xi(t)^T H_\xi x_\xi(t) \\ &\quad + x_\xi(t)^T (J_\xi^T P_\xi + P_\xi J_\xi) x_\xi(t) + 2x_\xi(t)^T P_\xi K_\xi \xi(t) \end{aligned} \right\} \quad (5.4.9)$$

ここで，

$$\left. \begin{aligned} -2\gamma \xi(t)^T \xi(t) &\leq -2\gamma \frac{1}{\lambda_{\max}[M]} \xi(t)^T M \xi(t) \\ -2\gamma \xi(t)^T \varepsilon_\xi(t) &\leq \gamma \frac{1}{\lambda_{\max}[M]} \xi(t)^T M \xi(t) + \gamma \lambda_{\max}[M] \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|\varepsilon_\xi(t)\|^2 \\ 2\xi(t)^T \tilde{\Theta}_m \omega_m(t) &= 2\xi(t)^T M^{\frac{1}{2}} M^{-\frac{1}{2}} \tilde{\Theta}_m \omega_m(t) \leq \xi(t)^T M \xi(t) + \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|\tilde{\Theta}_m\|^2 \|\omega_m(t)\|^2 \\ 2\xi(t)^T \tilde{\Theta}_\xi \xi(t) &= 2\xi(t)^T M^{\frac{1}{2}} M^{-\frac{1}{2}} \tilde{\Theta}_\xi M^{-\frac{1}{2}} M^{\frac{1}{2}} \xi(t) \leq 2\|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|\tilde{\Theta}_\xi\| \|\xi(t)^T M \xi(t)\| \\ -2\xi(t)^T \bar{\Theta}_\xi \varepsilon_\xi(t) &= -2\xi(t)^T M^{\frac{1}{2}} M^{-\frac{1}{2}} \bar{\Theta}_\xi \varepsilon_\xi(t) \leq \xi(t)^T M \xi(t) + \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|\bar{\Theta}_\xi\| \|\varepsilon_\xi(t)\|^2 \\ 2\xi(t)^T H_\xi x_\xi(t) &= 2\xi(t)^T M^{\frac{1}{2}} M^{-\frac{1}{2}} H_\xi x_\xi(t) \leq \|H_\xi\|^2 \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \xi(t)^T M \xi(t) + \|x_\xi(t)\|^2 \\ 2x_\xi(t)^T P_\xi K_\xi \xi(t) &= 2x_\xi(t)^T P_\xi K_\xi M^{-\frac{1}{2}} M^{\frac{1}{2}} \xi(t) \leq \|x_\xi(t)\|^2 + \|P_\xi\|^2 \|K_\xi\|^2 \xi(t)^T M \xi(t) \\ \frac{1}{\lambda_{\max}[P_\xi]} x_\xi(t)^T P_\xi x_\xi(t) &\leq x_\xi(t)^T x_\xi(t) \end{aligned} \right\} \quad (5.4.10)$$

の関係を用いて式 (5.4.9) を整理すれば，

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}(t) &= -\left\{ \frac{\gamma}{\lambda_{\max}[M]} - \bar{\rho}_{\xi 1} \right\} V_1(t) - \frac{1}{\lambda_{\max}[P_\xi]} V_2(t) + \gamma \bar{\rho}_{\xi 2} + \bar{\rho}_{\xi 3} + \bar{\rho}_{\xi 4} \\ \gamma - \lambda_{\max}[M] \bar{\rho}_{\xi 1} &> 0 \\ 2 + \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|H_\xi\|^2 + 2\|\tilde{\Theta}_\xi\| \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 + \|P_\xi\|^2 \|K_\xi\|^2 \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 &\leq \bar{\rho}_{\xi 1} \\ \lambda_{\max}[M] \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|\varepsilon_\xi(t)\|^2 &\leq \bar{\rho}_{\xi 2} \\ \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|\bar{\Theta}_\xi\| \|\varepsilon_\xi(t)\|^2 &\leq \bar{\rho}_{\xi 3} \\ \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|\tilde{\Theta}_m\|^2 \|\omega_m(t)\|^2 &\leq \bar{\rho}_{\xi 4} \end{aligned} \right\} \quad (5.4.11)$$

を得る．ここで， $\bar{\rho}_{\xi i}$ ， $i = 1 \sim 4$  は，設計パラメータ  $\gamma$  に無関係に定まる正定値である．この関係

より,

$$\left. \begin{aligned} V(t) &\leq e^{-\delta t} V(0) + \gamma \frac{\bar{\rho}_{\xi 2}}{\delta} + \frac{\bar{\rho}_{\xi 3}}{\delta} + \frac{\bar{\rho}_{\xi 4}}{\delta} \\ \delta &= \min \left\{ \frac{\gamma}{\lambda_{\max}[M]} - \bar{\rho}_{\xi 1}, \frac{1}{\lambda_{\max}[P_{\xi}]} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (5.4.12)$$

を得る．よって，式 (5.4.12) より，追従制御システムが安定であることが分かる．

(証明終)

定理 4 によりシステムの安定性は示されたが，システムの制御性能の解析が示されていない．制御性能を詳しく調べるため，次の系を示す．

系 2 コントローラ (5.4.3) を用いて制御されたアクティブサスペンションシステムにおいて，追従誤差  $\xi(t)$  は，次の不等式を満たす．

$$\|\xi(t)\|^2 \leq \frac{\lambda_{\max}[M] (\gamma \bar{\rho}_{\xi 2} + \bar{\rho}_{\xi 3} + \bar{\rho}_{\xi 4} + \bar{\rho}_{\xi 6})}{(\gamma - \lambda_{\max}[M] \bar{\rho}_{\xi 5}) \lambda_{\min}[M]} \quad (5.4.13)$$

ここで， $\bar{\rho}_{\xi i}, i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$  は， $\gamma$  に無関係の正の定数である．

系 2 の証明

誤差システム  $\xi(t)$  の追従性能を詳しく調べる．

新しい正定値関数  $V_{\xi}$  を，

$$V_{\xi}(t) = \xi(t)^T M \xi(t) \quad (5.4.14)$$

とおく．式 (5.4.11) の導出と同様な解析を行うことにより，

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{\xi}(t) &= - \left\{ \frac{\gamma}{\lambda_{\max}[M]} - \bar{\rho}_{\xi 5} \right\} V_{\xi}(t) + \gamma \bar{\rho}_{\xi 2} + \bar{\rho}_{\xi 3} + \bar{\rho}_{\xi 4} + \bar{\rho}_{\xi 6} \\ \gamma - \lambda_{\max}[M] \bar{\rho}_{\xi 5} &> 0 \\ \bar{\rho}_{\xi 5} &= 2 + \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \|H_{\xi}\|^2 + 2 \|\tilde{\Theta}_{\xi}\| \|M^{-\frac{1}{2}}\|^2 \\ \bar{\rho}_{\xi 6} &= \|\mathbf{x}_{\xi}(t)\|^2 \end{aligned} \right\} \quad (5.4.15)$$

の関係を得る．この関係より，次式を得る．

$$V_{\xi}(t) \leq e^{-\left\{ \frac{\gamma}{\lambda_{\max}[M]} - \bar{\rho}_{\xi 5} \right\} t} V_{\xi}(0) + \frac{\gamma \bar{\rho}_{\xi 2} + \bar{\rho}_{\xi 3} + \bar{\rho}_{\xi 4} + \bar{\rho}_{\xi 6}}{\frac{\gamma}{\lambda_{\max}[M]} - \bar{\rho}_{\xi 5}} \quad (5.4.16)$$

ここで，仮定 A5 より車両の初期状態は零となるので  $V_\xi(0) = 0$  を代入すると，

$$V_\xi(t) \leq \frac{\gamma \bar{\rho}_{\xi 2} + \bar{\rho}_{\xi 3} + \bar{\rho}_{\xi 4} + \bar{\rho}_{\xi 6}}{\frac{\gamma}{\lambda_{\max}[M]} - \bar{\rho}_{\xi 5}} \quad (5.4.17)$$

が得られる．ここで，

$$\lambda_{\min}[M] \xi(t)^T \xi(t) = \lambda_{\min}[M] \|\xi(t)\|^2 \leq V_\xi(t) \quad (5.4.18)$$

の関係より，式 (5.4.13) が導出される．

(証明終)

系 2 より，以下の結論を得る．

**R4** 車両のシステムパラメータが変動したとしても，サスペンションシステムは安定であり，設

計パラメータ  $\gamma$  を用いて追従誤差  $\|\xi(t)\|$  を，ある上限値以下に抑え込むことができる．

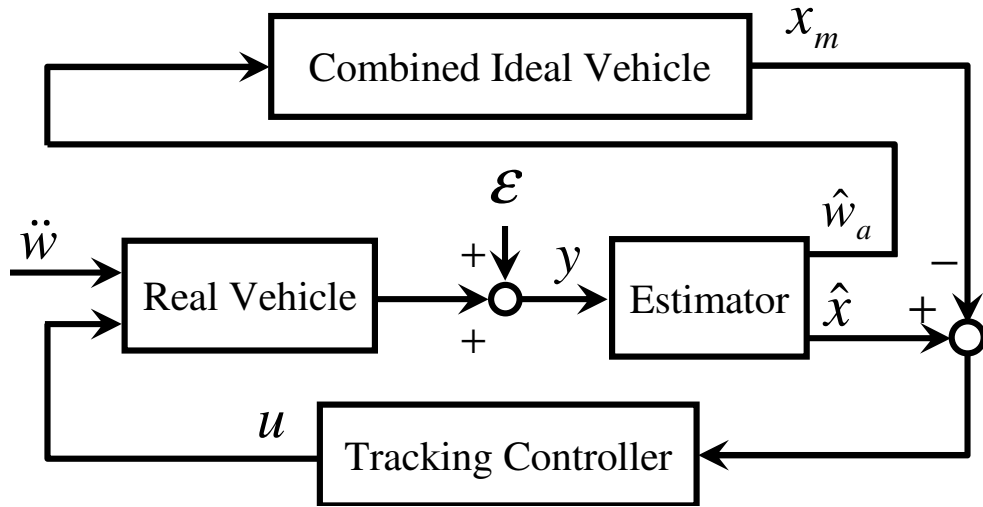


図 5-5-1 制御システムのブロック線図.

## 5.5 数値シミュレーションを用いた制御性能の検証

計測ノイズを含むアクティブサスペンション制御システムのブロック線図を図 5-5-1 に示す．第 5 章第 3 節にて計測ノイズが複合理想車両モデルへ与える影響は非常に小さいことがわかった．そこで，本節では，計測ノイズがアクティブサスペンション制御システム全体に与える影響を検討するために，周波数応答，時間応答による数値シミュレーションを行った．使用した車両のパラメータは表 1（第 2 章第 3 節）の値を用い，設計パラメータは  $\alpha = 1000$ ,  $\alpha_u = 10$ ,  $\beta = 10$  とし，車両の速度を  $v = 100 \times 1000 / 3600 [\text{m/s}]$  とした．計測値に含まれる計測外乱は，第 5 章第 1 節に示した値を用い，複合理想車両モデルは，第 4 章第 2 節で設計したモデルを用いる．

### 5.5.1 計測ノイズが車両の乗り心地へ与える影響（周波数応答）

コントローラゲイン  $\gamma$  の値を  $\gamma = 3 \times 10^2, 3 \times 10^4, 3 \times 10^6, 3 \times 10^7, 3 \times 10^8$  と変化させた場合について，数値シミュレーションを用いた検討を行った．車体上の位置  $l = -1 (l_p = -0.3)$ ,  $l = 0 (l_p = 0.1)$ ,  $l = 1 (l_p = 0.4) [\text{m}]$  における各計測ノイズから車体の上下方向加速度までの周波数応答を図 5-5-2 ~ 5-5-4 に示す．横軸は路面外乱の速度  $\dot{w}_a(t)$  あるいは計測ノイズ  $\delta_\bullet(t)$  の周波数を示し，縦軸はゲインを表す．赤線が  $\gamma = 3 \times 10^7$  の場合における路面外乱の速度から制御された車両の上下加速度までのゲイン曲線を表す．各計測ノイズから車両の上下方向加速度までの伝達関数

のゲインは、車両の上下加速度センサに対するゲイン曲線を青線で示し、サスペンションの位置センサに対するゲイン曲線を緑線で示し、力センサに対するゲイン曲線を紫線で示す。

図 5-5-2～5-5-4 より、コントローラゲイン  $\gamma$  の値の変化に伴い、各計測ノイズから車両の上下加速度までのゲイン曲線は変化するが、 $\gamma = 3 \times 10^6$  以上では、曲線は変化せずにほぼ同じゲイン曲線となる。注目する周波数帯（1～6[Hz]）において、路面外乱から車両の上下加速度までのゲインの最大値は約 20[dB] である。路面外乱に対する各計測ノイズのゲインと比べれば、各計測ノイズのゲインは非常に小さく、人間の乗り心地に対する影響は小さい。

第 4 章第 5 節での検証結果を踏まえ、 $\gamma$  の値を  $\gamma = 3 \times 10^7$  とした場合の結果（太い実線）での比較を行うと、路面外乱に対するゲインの最大値（20[dB]）と各計測ノイズのゲインの最大値の差は、車体の上下加速度センサのノイズに関し約 40[dB]、サスペンションの位置センサのノイズに関し約 80[dB]、力センサのノイズに関し約 100[dB] の差がある。ゲイン差が 40[dB] 以上であれば計測ノイズの影響は軽微であるとする、サスペンションの位置センサ、力センサのノイズに関するゲインは、それぞれ 40[dB]（100 倍）、60[dB]（1000 倍）悪化してもよいと考えられる。よって、現在選定しているセンサよりも計測精度が低い安価なセンサを用いることが可能という結果が得られた。記載を省略したが、バネ下質量の上下加速度センサに関しても、路面外乱に対するゲイン曲線との差が約 70[dB] あり、制御車両に与える影響は小さく、また、想定している加速度センサよりも計測精度が 30[dB] 低いセンサを用いてもよいという結果が得られた。



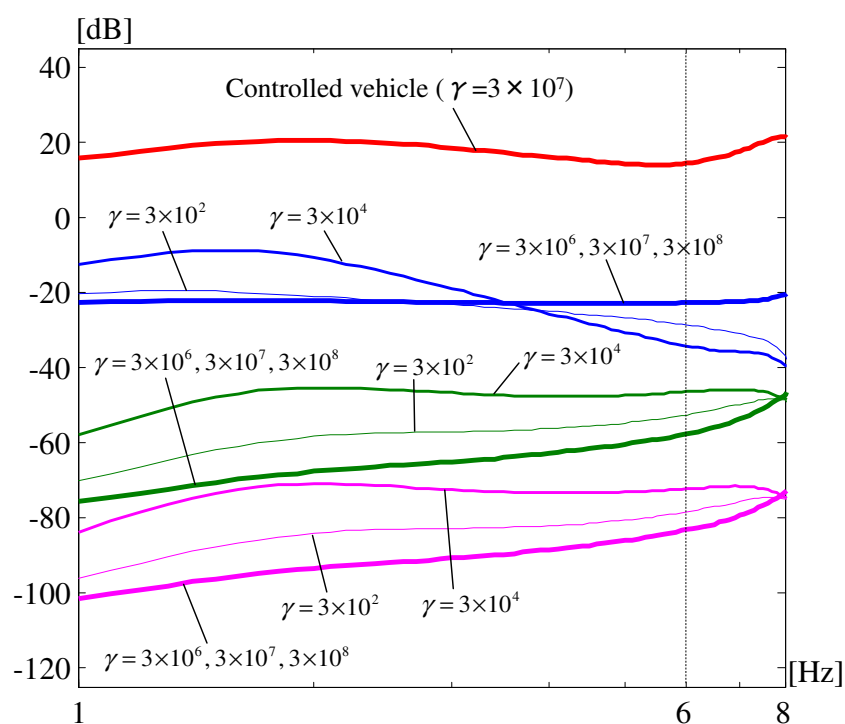


図 5-5-2 計測ノイズが制御性能へ与える影響  $l = -1 (l_p = -0.3)$  [m]

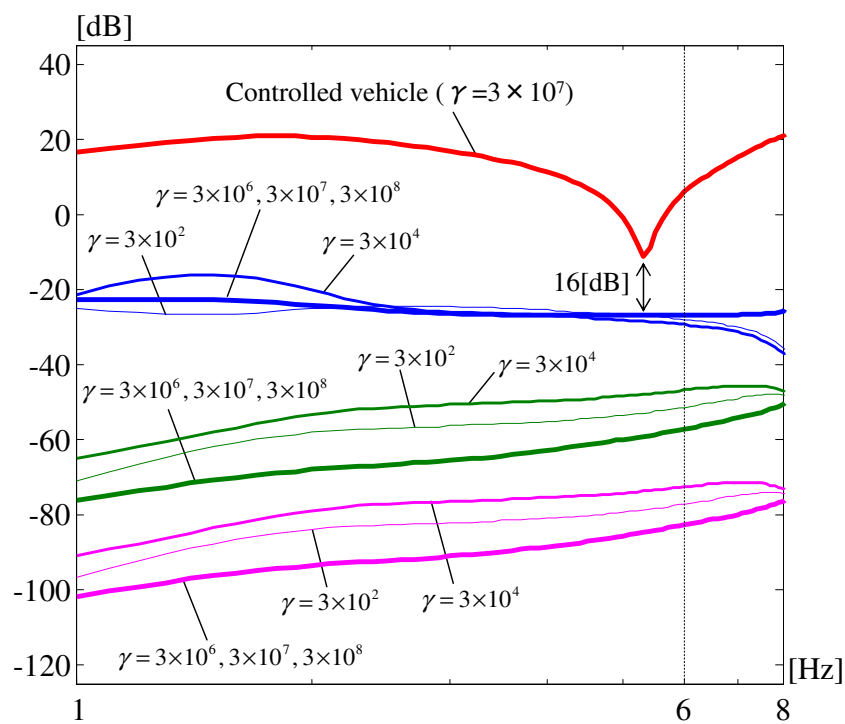


図 5-5-3 計測ノイズが制御性能へ与える影響  $l = 0 (l_p = 0.1)$  [m]

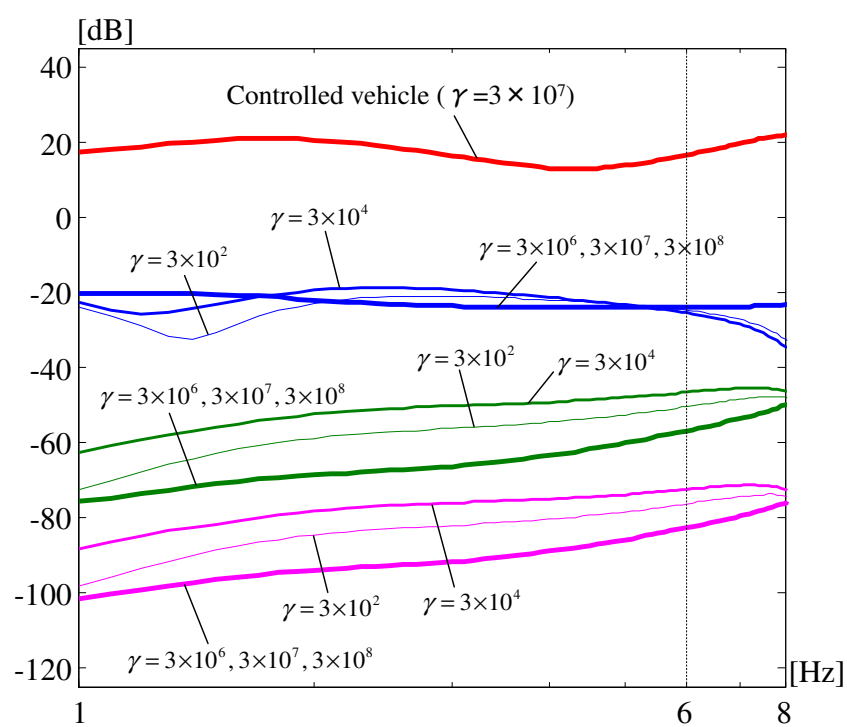


図 5-5-4 計測ノイズが制御性能へ与える影響  $l = 1(l_p = 0.4)[m]$

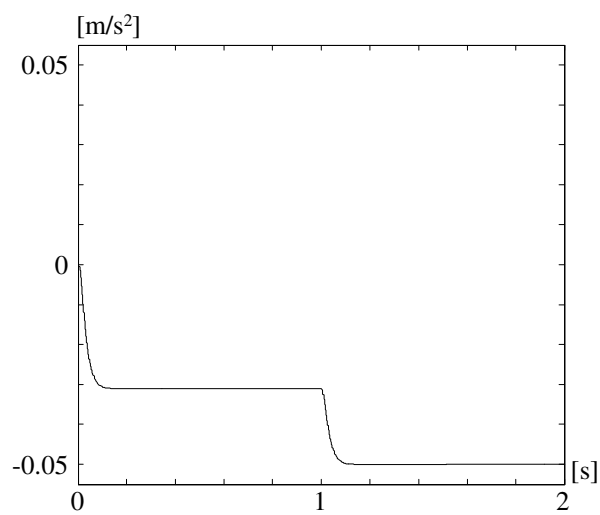
### 5.5.2 計測ノイズが車両の乗り心地へ与える影響（時間応答）

前節では，計測ノイズが制御性能へ与える影響に関し，周波数領域で検討を行った．ここでは，時間応答を調べることで計測ノイズの影響の検討を行う．数値シミュレーションで用いた 1[Hz]，6[Hz]，100[Hz]，1000[Hz] の周波数の計測ノイズの波形を図 5-5-5 に示す．各周波数毎に，以下の二次フィルタ  $G_f(s)$  を通している．

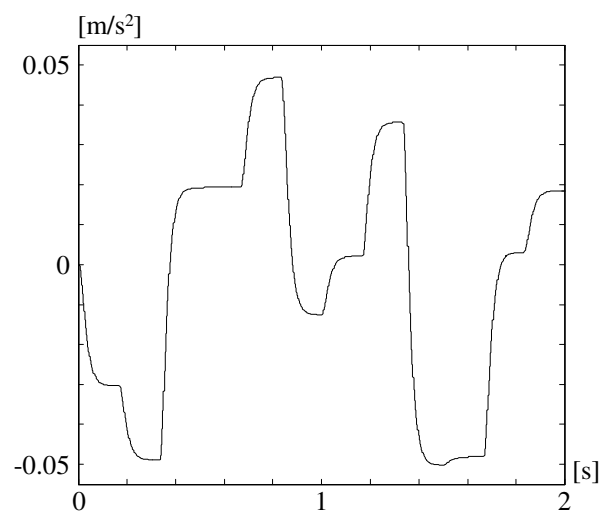
$$\left. \begin{aligned} G_f(s) &= \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2} \\ \omega_n &= 6.28 \text{ (1[Hz])} \\ \omega_n &= 62.8 \text{ (6[Hz])} \\ \omega_n &= 628 \text{ (100[Hz])} \\ \omega_n &= 6280 \text{ (1000[Hz])} \end{aligned} \right\} \quad (5.5.1)$$

図 3-4-1(a) に示す 1[Hz] の路面外乱を通過した際の，車体上の位置車体上の位置  $l = -1(l_p = -0.3)$ ， $l = 0(l_p = 0.1)$ ， $l = 1(l_p = 0.4)$ [m] における上下方向加速度を調べた結果を図 5-5-6～図 5-5-8 に示す．図 5-5-6(a)(b)～図 5-5-8(a)(b) より，計測ノイズの周波数が 1，6[Hz] のときは，計測ノイズの影響が非常に軽微であることが分かる．しかし，図 5-5-6(c)(d)～図 5-5-8(c)(d) より，計測ノイズの周波数が 100[Hz] まで上昇すると，微細な振動が車両の上下方向加速度に重畳され始め，計測ノイズが 1000[Hz] になると，微細な振動が車両の上下方向加速度に重畳されていることが分かる．しかし，応答波形の概形は変化しておらず，また，計測ノイズによる振動は微細であるため，制御性能全体へ与える影響は非常に小さいと考えられる．

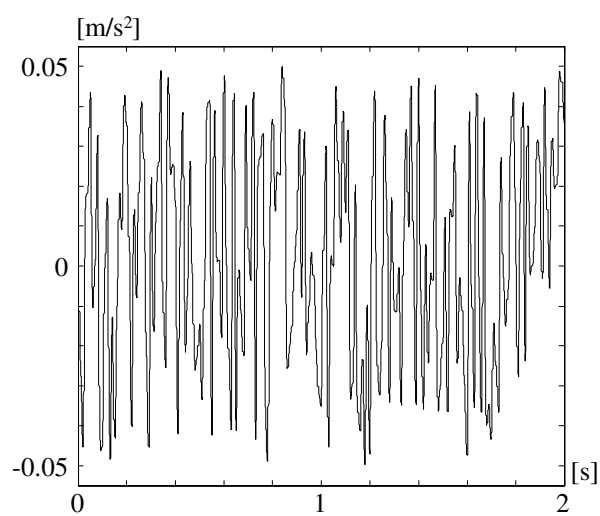
以上の結果より，周波数応答，および時間応答による計測ノイズの影響の検討の結果，計測信号に計測ノイズが重畳された場合においても，制御性のへの影響は非常に軽微であることが分かった．



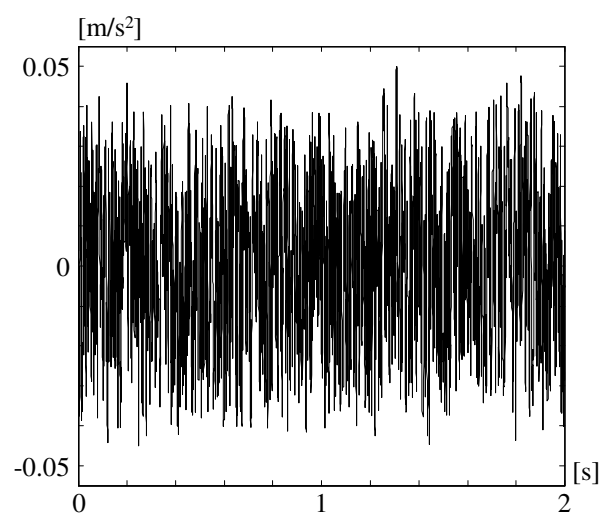
(a) 周波数が 1[Hz]の場合



(b) 周波数が 6[Hz]の場合

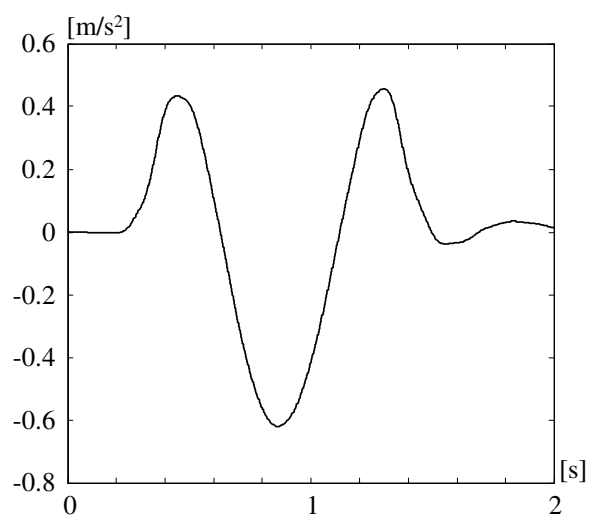


(c) 周波数が 100[Hz]の場合

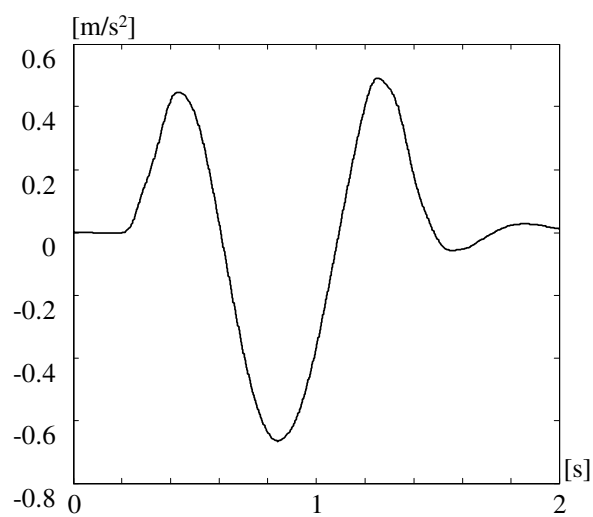


(d) 周波数が 1000[Hz]の場合

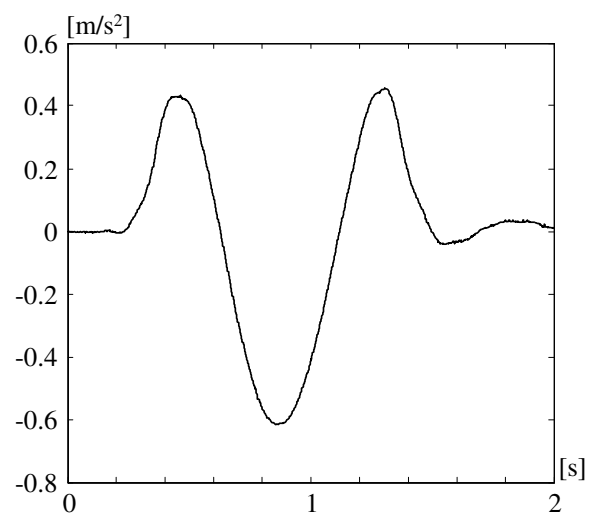
図 5-5-5 計測ノイズ



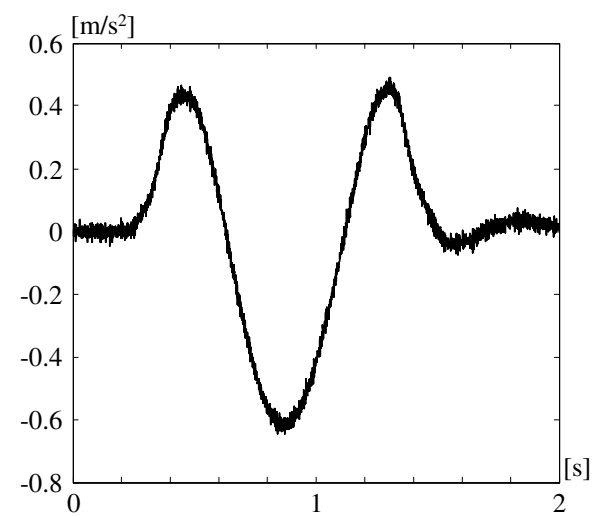
(a) Frequency of noise is 1[Hz]



(b) Frequency of noise is 6[Hz]

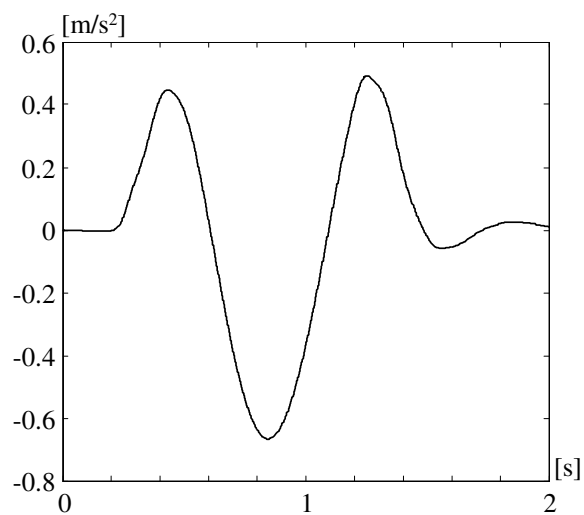


(c) Frequency of noise is 100[Hz]

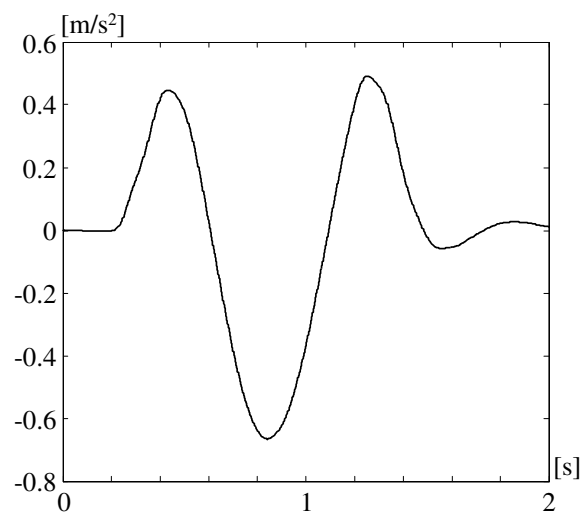


(d) Frequency of noise is 1000[Hz]

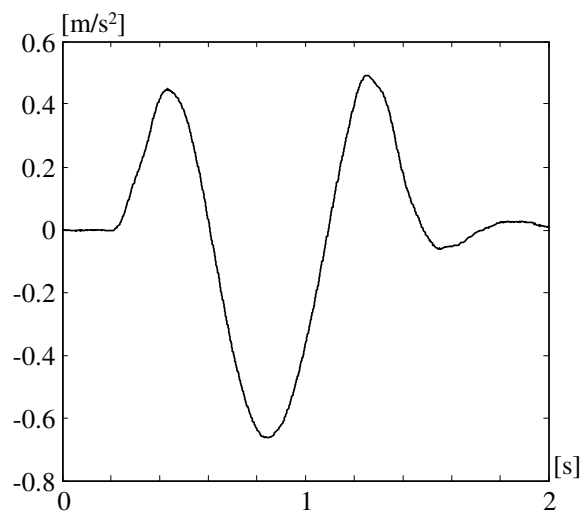
図 5-5-6 計測ノイズが重畳された場合の車体の位置  $l = -1$  ( $l_p = -0.3$ ) [m] における  
上下方向加速度応答



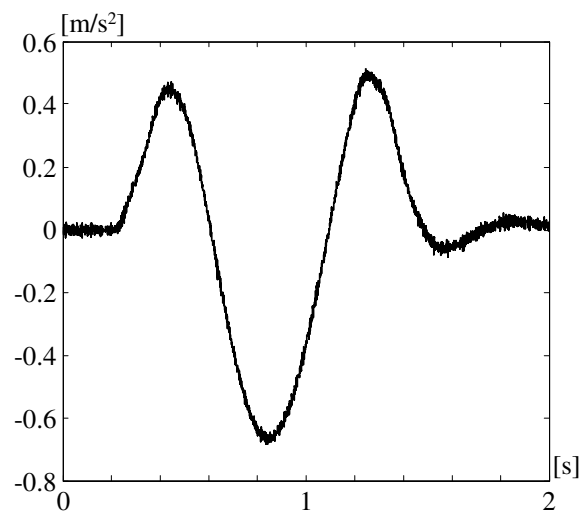
(a) Frequency of noise is 1[Hz]



(b) Frequency of noise is 6[Hz]

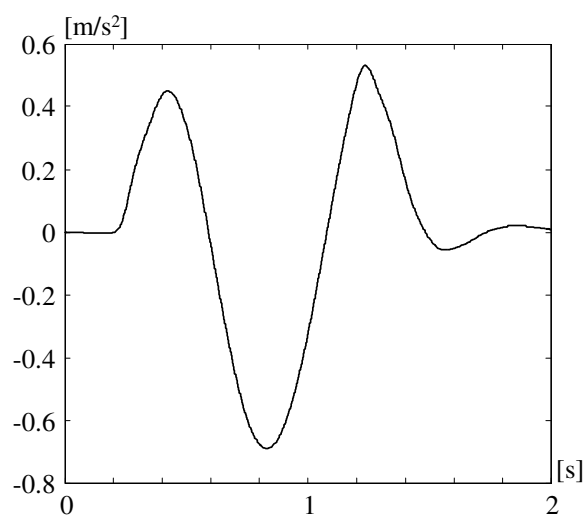


(c) Frequency of noise is 100[Hz]

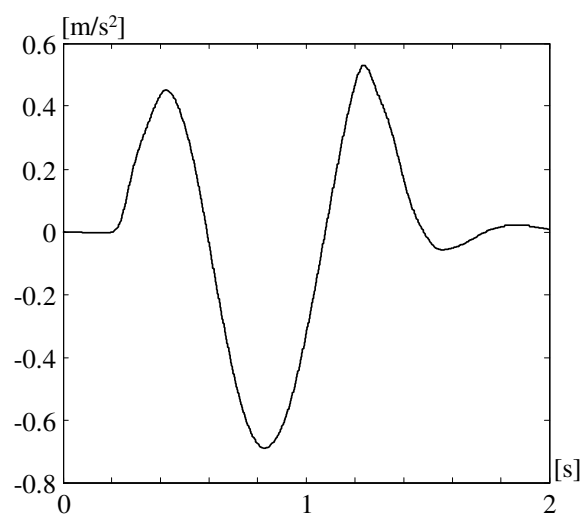


(d) Frequency of noise is 1000[Hz]

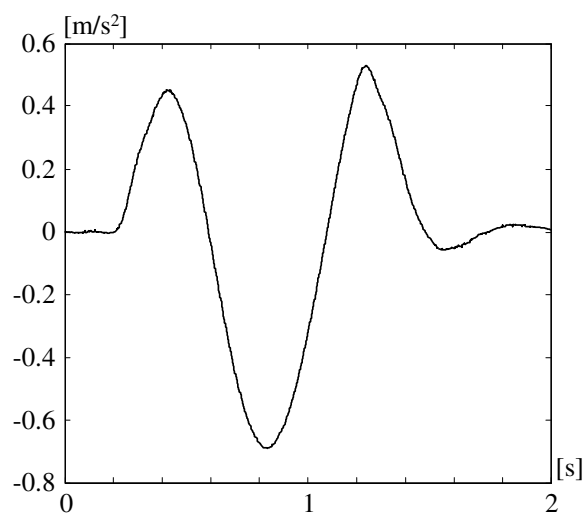
図 5-5-7 計測ノイズが重畳された場合の車体の位置  $l = 0 (l_p = 0.1)[\text{m}]$  における  
上下方向加速度応答



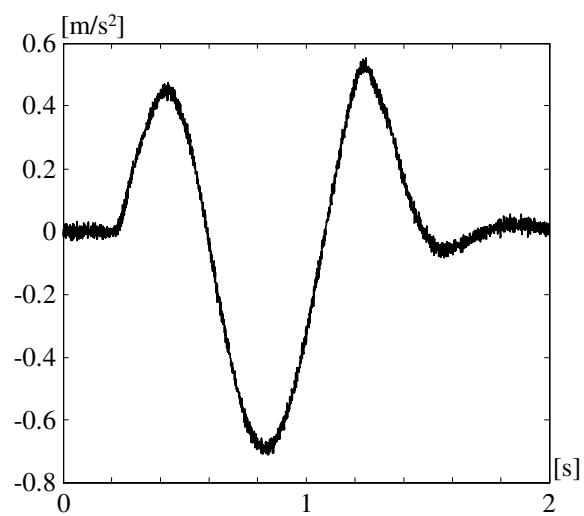
(a) Frequency of noise is 1[Hz]



(b) Frequency of noise is 6[Hz]



(c) Frequency of noise is 100[Hz]



(d) Frequency of noise is 1000[Hz]

図 5-5-8 計測ノイズが重畳された場合の車体の位置  $l = 1 (l_p = 0.4)[\text{m}]$  における  
上下方向加速度応答

## 第6章 結論

### 6.1 結論

本論文では，第三章にて，直接計測が困難な路面外乱加速度信号を推定するためのロバスト推定器の設計法を示した．二次形式正定値関数の時間微分を解析することにより，状態推定器の安定性を証明した．さらに，この解析より，推定器の性能改善のために導入した一つの設計パラメータ  $\alpha$  を十分大きく設定することにより，十分良好な推定性能が得られることが分かった．

第四章では，まず，理想的な挙動を生成する複合理想車両モデルの設計手法 [23] ~ [27] を紹介した．本論文で提案するアクティブサスペンションコントローラでは，従来法とは異なり，複合理想モデルの入力として路面外乱加速度信号ではなくその推定信号を用いている．推定信号の複合理想モデルへの影響について数値シミュレーションにより検証し，影響が無いことを確認した．次に，実車両の挙動を設計された複合理想車両モデルの挙動に追従させるための追従コントローラを提案した．ここで提案する追従コントローラでは，従来法で必要であった車体から路面までの距離の変化速度とタイヤ撓み速度の情報を必要としないという特徴がある．さらに，従来法において安定性を仮定されていた多項式行列  $A_u(s)$  の行列式に関し，車両パラメータが変動したとしても，正の設計パラメータ  $\alpha_u$ ，正定行列  $M_b$ ， $K_u$  に対し常に安定多項式となることを理論的に証明した．最後に，二次形式正定値関数の時間微分を解析することにより，提案する追従コントローラを用いたアクティブサスペンションシステムがロバスト安定であることを示した．さらに，実車両と複合理想車両モデルとの追従誤差に関する制御性能を詳しく解析するため，追従誤差に関する正定値関数の時間微分の解析を行った．この結果，設計パラメータ  $\gamma$  を設定することにより，実車両と複合理想車両モデルとの追従誤差ノルムを小さくできることがわかった．以上のことを数値シミュレーションにおいて確認し，さらに，乗り心地が最良となる位置を設計パラメータを設定することにより，



簡単に、移動できることを確認した．最後に、車両パラメータの未知変動に対して、強いロバスト性能を持つことを確認した．

第五章では、計測信号に含まれる計測ノイズの路面外乱加速度推定値への影響を理論的に検討した．この結果、推定器の推定性能を向上させるため設計パラメータを大きくした場合、路面外乱加速度推定値への計測ノイズの影響が大きくなることが分かった．しかし、数値シミュレーション実験を用いて検証を行った結果、本論文において注目している周波数帯（1～6[Hz]）においては、複合理想車両モデルに対するノイズの影響が小さいことが分かった．次に、実車両と複合理想車両モデルとの追従誤差性能への計測ノイズの影響を理論的に調べた．この結果、追従性能を改善させるために設計パラメータ $\gamma$ を大きく設定したとしても、追従誤差への計測ノイズの影響が大きくなることを示した．最後に、数値シミュレーションを用いて、本論文において注目している周波数帯（1～6[Hz]）において、提案するアクティブサスペンションコントロールシステムの乗り心地性能に対する計測ノイズの影響が小さいことを示した．

## 6.2 今後の課題

本論文で有効性を示したアクティブサスペンション制御手法は2輪車両モデルを用いているが、現実の車両へ適用するには、使用する車両モデルを4輪車両モデルへ拡張し、また、アクティブサスペンションを動作させるアクチュエータの動特性を車両モデルに導入する必要がある．以上より、提案したアクティブサスペンション手法の4輪車両モデルへの拡張、およびアクチュエータの動特性のモデル化と導入が今後の課題である．

# 謝辞

本研究は，九州工業大学大学院工学府 大屋勝敬教授のもと，大屋研究室にて行われたものです．研究を遂行するにあたり，数多くの方にご指導とご協力をいただきました．ここに謹んで感謝申し上げます．

本研究の遂行にあたっては，大屋勝敬教授から，テーマの設定から研究のあり方，考え方など終始懇切なご指導とご鞭撻を賜りました．このような形で本研究をまとめることができたのは，ひとえに大屋先生の熱心で辛抱強い指導の賜物です．ここに心から深く感謝いたします．

また，ご多忙の中，九州工業大学 石川聖二教授，田川善彦教授，瀬部昇教授，相良慎一准教授には，在学中ならびに本論文の仕上げにあたり，親切なご指導を賜りました．ここに謹んで諸先生方に感謝の意を表します．

さらに，日ごろより御協力をいただいた機械知能工学科知能制御工学コースの教職員の皆様，ならびに大屋研究室の皆様，福岡県工業技術センターの皆様に深く感謝いたします．

最後に，私の研究生生活を支えてくれた数多くの先輩，友人，知人，そして私の家族に心より感謝いたします．

平成 25 年 7 月

奥村 克博

## 参考文献

- [1] カヤバ工業株式会社 , 自動車のサスペンション, 山海堂, (2005).
- [2] Hrovat, D., Survey of Advanced Suspension Developments and Related Optimal Control Application, *Automatica*, Vol.33-10, (1997), pp.1781-1817.
- [3] Dai, H., Zhang, H., and Zhang, W., Robust Performance Analysis of Active Suspension with Model Uncertainty Using Structured Singular Value,  $\mu$  Approach, *Vehicle System Dynamics Supplement*, Vol.28, (1998), pp.635-647.
- [4] H. -S. Roh, and Y. Park, Design of State and Input Observer for Wheelbase Preview Control in Vehicle Suspension System, *Proc. of International Symposium on Advanced Vehicle Control*, (1998), pp. 45-50.
- [5] Tsao, Y.J., and Chen, R., Force control of Active Suspension Design with a Half Car Model by Using Genetic Algorithms, *Proc. of International Symposium on Advanced Vehicle Control*, (1998), pp.243-248.
- [6] M. M. Elmadany, and Z. S. Abduljabbar, Linear Quadratic Gaussian Control of a Quarter-Car Suspension, *Vehicle System Dynamics*, 32, (1999), pp.479-497.
- [7] Fialho, I.J., and Balas, G.J., Design of Nonlinear Controllers for Active Vehicle Suspension Using Parameter-Varying Control Synthesis, *Vehicle System Dynamics*, Vol.33, (2000), pp.351-370.
- [8] Ikenaga, S., Lewis, F.L., Campos, J., and Davis, L., Active Suspension Control of Ground Vehicle Based on a Full-Vehicle model, *Proc. of the American Control Conference*, (2000), pp.4019-4024.
- [9] Thompson, A.G., and Davis, B.R., RMS Values for Control Force, Suspension Stroke and Tire Deflection in an Active Suspension, *Vehicle System Dynamics*, Vol. 34, (2000), pp.143-150.

- [10] A. G. Thompson, and C. E. M. Pearce, Performance Index for a Preview Active Suspension Applied to a Quarter-Car Model, *Vehicle System Dynamics*, Vol. 35, (2001), pp.55-66.
- [11] Thompson, A.G., and Pearce, C.E.M., Direct Computation of the Performance Index for an Optimally Controlled Active Suspension with Preview Applied to a Half-Car Model, *Vehicle System Dynamics*, Vol. 35-2, (2001), pp.121-137.
- [12] A. G. Thompson, and B. R. Davis, RMS Values of force, Stroke and Tire Deflection in a Half-Car Model with Preview Controlled Active Suspension, *Vehicle system Dynamics*, Vol. 39, (2003), pp.245-253.
- [13] Y. Zhang, and A.G. Alleyne, A New Approach to Half-Car Active Suspension Control, *Proc. of the American Control Conference*, (2003), pp. 3762-3767.
- [14] Thompson, A.G., and Davis, B.R., RMS Values of Force, Stroke and Tire Deflection in a Half-Car Model with Preview Controlled Active Suspension, *Vehicle System Dynamics*, Vol.39-3, (2003), pp.245-253.
- [15] P.Gasper, I.Szaszi and J.Bokor, Design of Robust Controllers for Active Vehicle Suspension Using the Mixed  $\mu$  Synthesis, *Vehicle System Dynamics*, Vol. 40, (2003), pp. 193-228.
- [16] L. Zuo, and S.A. Nayfeh, Structured  $H_2$  Optimization of Vehicle Suspensions Based on Multi-Wheel Models, *Vehicle System Dynamics*, Vol.40-5, (2003), pp. 351-371.
- [17] J. -S, Lin, and C. -J. Huang, Nonlinear Back Stepping Active Suspension Design applied to a Half-Car Model, *Vehicle System Dynamics*, Vol.42-6, (2004), pp. 373-393.
- [18] I. Youn, J. IM and M. Tomizuka, Level and Attitude Control of the Active Suspension System with Integral and Derivative Action, *Vehicle System Dynamics*, Vol. 44, (2006), pp. 659-674.
- [19] Haiping Dua, Nong Zhang and Fazel Naghdy, Robust control of vehicle electrorheological suspension subject to measurement noises, *Vehicle System Dynamics Supplement*, Vol.49, (2011), pp.257-275.

- [20] Nicola Amati, Andrea Festini and Andrea Tonoli, Design of electromagnetic shock absorbers for automotive suspensions, *Vehicle System Dynamics Supplement*, Vol.49, (2011), pp.1913-1928.
- [21] Y. SHEN, M. F. GOLNARAGHI and G. R. HEPPLER, Load-leveling suspension system with a magnetorheological damper, *Vehicle System Dynamics Supplement*, Vol.45, No. 4, (2007), pp.297-312.
- [22] L.C. Felix-Herran, D. Mehdi, J. de J. Rodriguez-Ortiz, R. Sotoc and R. Ramirez-Mendoza,  $H_{\infty}$  control of a suspension with a magnetorheological damper, *Vehicle System Dynamics Supplement*, Vol.85, No. 8, (2012), pp.1026-1038.
- [23] Masahiro Oya, Hiroshi Harada, Yoshiaki Araki, An Active Suspension Controller Achieving the Best Ride Comfort at Any Specified Location on A Vehicle, *Journal of System Design and Dynamics*, (2007), pp.245-256.
- [24] 土田康隆, 王強, 大屋勝敬, 車両の乗り心地を改善するためのロバストアクティブサスペンション制御, 第 50 回自動制御連合講演会, (2007), pp. 780/784.
- [25] Hiroki Okuda, Yasutaka Tsuchida, Masahiro Oya, Qiang Wang, and Katsuhiro Okumura, Robust Active Suspension Controller Achieving Good Ride Comfort, *Proc. of SICE Annual Conference 2007*, September 17-20, Kagawa, Japan, (2007), pp. 1305-1310(in CD).
- [26] M. Oya, Y. Tsuchida, and Q. Wang, Robust Control Scheme to Design Active Suspension Achieving the Best Ride Comfort at Any Specific Location on Vehicles, *Proc. of advances in Vehicle Control and Safety*, Kobe, Japan , (2008), pp. 690-695.
- [27] Masahiro Oya, Yasutaka Tsuchida, Qiang Wang, Yuichiro Taira, Adaptive Active Suspension Controller Achieving the Best Ride Comfort at Any Specified Location on Vehicles with Parameter Uncertainties, *International Journal of Advanced Mechatronic Systems*, (2008), Vol. 1, No. 2, pp. 125-136.
- [28] Katsuhiro Okumura, Masahiro Oya, Masashi Nagae, Hidetaka Ota and Hideki Wada, Active Suspension Control Scheme for vehicles without Measurements of Tire Deflection, *Proc. of the 8th IEEE*

- International Symposium on Computational Intelligence in Robotics and Automation*, Daejeon, Korea, (2009), pp. 153-158.
- [29] Katsuhiro Okumura, Masahiro Oya and Hideki Wada, Robust Ride Comfort Control of vehicles without Measurements of Tire Deflection, *Artificial Life and Robotics*, (2010), Volume 15, Number 2, pp. 133-137.
- [30] 奥村克博, 和田秀樹, 大屋勝敬, タイヤの撓み計測を必要としない車両のロバストアクティブサスペンション制御, 平成 22 年電気学会・電子・情報・システム部門大会講演論文集 (inCD), 熊本, (2010), pp.1185-1190.
- [31] Katsuhiro Okumura, Masahiro Oya and Hideki Wada, Robust Active Suspension Control of Vehicles with Measurement Noises, *Proc. of the 16th International Symposium on Artificial Life and Robotics*, Oita, Japan, (2011), pp.126-129.
- [32] 奥村克博, 和田秀樹, 大多英隆, 大屋勝敬, 計測外乱を有するアクティブサスペンション制御, 第 11 回計測自動制御学会制御部門大会 講演論文集 (inCD), 沖縄, (2011).
- [33] Masahiro Oya, Ryotaro Okura, Hiroshi Shibata and Katsuhiro Okumura, Robust control of Vehicle Active Suspension systems, *Proc. of The Sixth International Conference on Innovative Computing, Information and Control (ICICIC2011)*, kitakyushu-shi, Japan, (2011).
- [34] Katsuhiro Okumura, Masahiro Oya, Hidetaka Ohta, Hideki Wada, On the Influence of Measurement Noises for Ride Comfort in Active Vehicle Suspension Systems, *The proceedings of the International Symposium on Advanced Vehicle Control (AVEC 12)*, Seoul, Korea, (2012), VD4-3 (in USB).
- [35] 美多勉, 鳥海功, オブザーバの微分動作に関する一考察, 計測自動制御学会論文集, 16 ( 1980 ), 766-767 .
- [36] 西川 晶子, フィードバック制御による油圧アクティブサスペンションの乗り心地向上, 南山大学, 卒業論文, (2006).

- [37] 竹原 伸, 自動車のサスペンション制御と電動パワーステアリング制御に関する研究, 東京大学, 博士論文, (2006).
- [38] 茄子川捷久, 宮下義孝, 汐川満則, 自動車の走行性能と試験法, 東京電機大学出版局, (2008).
- [39] 加速度センサ, ANALOG DEVICES, <http://www.analog.com/jp/index.html>
- [40] カセンサ, (株) 共和電業, <http://www.kyowa-ei.co.jp/>
- [41] 位置センサ, マイクロテック・ラボラトリー (株), <http://www.mtl.co.jp/index.html>